

K. H. JURGEN ROTTGARDT

DK 535.376

Elektronenstrahlanregung von Leuchtstoffen

Mitteilung aus dem Standard Laboratorium der C. Lorenz AG, Werk Eßlingen

Bereits in den letzten Jahren des vorigen Jahrhunderts wurde entdeckt, daß eine Reihe von natürlich vorkommenden Mineralien die Eigenschaft besitzt, auf den Beschuß mit Katodenstrahlen mit der Emission von sichtbarem Licht zu reagieren. Heute weiß man, daß die Eigenschaft, elektrische Energie in sichtbares, ultrarotes oder ultraviolettes Licht umzusetzen, einer ganzen Reihe von Substanzen zukommt. Technische Anwendung als Leuchtstoffe finden meist Ionenkristalle, d. h. Kristalle, welche aus den Metallsalzen einer Reihe von Säuren bestehen. Diese Salze sind Verbindungen aus einem positiven Metallion und einem negativen Ion des Säurerestes. In den Elektronenstrahlröhren werden hauptsächlich Zinksulfid (ein Zinksalz des Schwefelwasserstoffs) und Zinksilikat (ein Zinksalz der Kieselsäure) als Leuchtstoffe für die Leuchtschirme verwendet. In den Kristallgittern dieser Leuchtstoffe wechseln in regelmäßiger, periodischer Aufeinanderfolge positive und negative Ionen miteinander ab. Die Substanzen emittieren bei Beschuß mit Elektronenstrahlen oder bei Anregung mit ultraviolettem Licht nicht so ohne weiteres sichtbares Licht. Es muß ihnen noch ein Aktivator zugefügt werden. Es genügen aber sehr geringe Beimengungen von Schwermetallatomen (maximal 1 %), um die Emission von sichtbarem Licht zu erzwingen.

Energieschema

Mit Hilfe der Quantentheorie kann man dem Vorgang der Lichtemission ein anschauliches Bild geben. In einem Kristall gehören die Elektronen nicht mehr dem einzelnen Gitterbaustein (Atom oder Ion), sondern dem gesamten Kristallgitter an. Die Leuchtvorgänge beruhen auf energetischen Vorgängen an den Kristallelektronen. Es ist daher wichtig, sich über die Energiezustände dieser Elektronen ein Bild zu verschaffen. Es hat sich gezeigt, daß man die Energiezustände der Kristallelektronen als übereinanderliegende breite Bänder betrachten kann. Ein sehr vereinfachtes schematisches Bild dieses Energiebandmodells ist in der Abb. 1 wiedergegeben. Wir können die Abzisse dieser Darstellung als eine Richtung durch den Kristallphosphor längs einer Gitterebene betrachten; die Ordinate würde dann die möglichen Energiezustände der Elektronen anzeigen. Im Grundzustand befinden sich alle Elektronen in dem voll-

besetzten Band B_0 , was einer Bindung der Elektronen an die Kristallionen entspricht. Durch eine Energiezufuhr von der Größe $(E_3 - E_0)$ können sie in den nächst höheren Energiezustand, in das Band B_L gehoben werden. In diesem Band können sie, da es normalerweise frei von Elektronen ist, durch den Kristall gewisse Strecken wandern. Befindet sich eine Anzahl von Elektronen des Kristalls in dem diesem Band entsprechenden Energiezustand, so zeigt der Kristall eine Elektronenleitfähigkeit; man nennt dieses Band daher Leitfähigkeitsband. Zwischen den beiden Bändern befinden sich noch vereinzelte („diskrete“) Energiestufen („Terme“), die von den Kristallelektronen erreicht werden können. Und zwar bilden sich innerhalb des Kristalls diese diskreten „Terme“ immer an den Stellen aus, an welchen die periodisch aufeinanderfolgende Anordnung der Kristallgitterbausteine gestört worden ist. Solche „Störstellen“ im Gitter sind unter anderem die Plätze, an denen die Aktivatoratome eingebaut sind. So erzwingt z. B. das Silberatom im Zinksulfidgitter einen Term, der im Energieschema des Kristalls dicht oberhalb des besetzten Bandes B_0 liegt und im Normalzustand mit einem Elektron besetzt ist; man nennt diese Energiestufe den „Aktivatorterm“. Es gibt aber, durch Störstellen bedingt, auch Terme, die dicht unterhalb des Leitfähigkeitsbandes liegen und normalerweise nicht mit Elektronen besetzt sind. Diese Terme haben in vielen Fällen die Eigenschaft, daß Elektronen diese Energiestufe nur erreichen können, indem sie aus dem Leitfähigkeitsband in sie herunterfallen. Man nennt diese Terme „Haftstellen“, „Anlagerungsterme“ oder „Elektronenfallen“ (englisch „trab“) und will damit andeuten, daß Elektronen aus ihnen auch nur auf dem Wege über eine Energiezufuhr (nämlich gemäß Abb. 1 von der Größe $E_3 - E_2$) in das Leitfähigkeitsband befreit werden und erst von diesem in ihren Grundzustand im besetzten Band zurückkehren können. Dieses stark vereinfachte Energieschema erlaubt uns nun, die Vorgänge der Umwandlung von elektrischer Energie in sichtbares Licht in schematischer Form zu beschreiben.

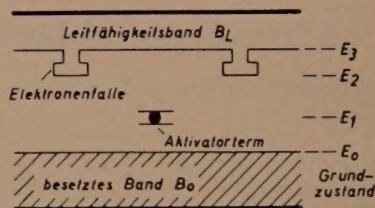


Abb. 1. Energieschema eines Kristallphosphors. (Vereinfachtes Schema nach H. W. LEVERENZ)

Der Lichtemissionsvorgang im Energieschema

Ein sehr schnelles Elektron des Katodenstrahls trifft auf ein Kristallphosphorkörnchen des Leuchtschirmes und erzeugt in diesem langsamere äußere und innere Sekundärelektronen. Von einem langsamen inneren Sekundärelektron kann nun ein Elektron im besetzten Band B_0 soviel Energie (mindestens $E_3 - E_0$) erhalten, daß es in einen Energiezustand gehoben wird, welcher dem Leitfähigkeitsband entspricht. Wir sagen, das Elektron ist in das Leitfähigkeitsband angeregt worden (Abb. 2a). Es hat im besetzten Band ein Loch zurückgelassen. Dieses Loch kann von benachbarten Elektronen aufgefüllt werden. Dieses Auffüllen setzt sich so lange fort, bis das Loch unter einen Aktivatorterm gewandert ist (Abb. 2b). Das Elektron des Aktivatorterms fällt in das Loch des besetzten Bandes. Dabei wird Energie — meist in Form von Wärme — ($E_1 - E_0$) frei (Abb. 2c). Betrachten wir nun wieder das Elektron, welches ins Leitfähigkeitsband gehoben war. Ihm stehen zwei Möglichkeiten offen:

1. Es wandert im Leitfähigkeitsband, bis es über den frei gewordenen Aktivatorterm gelangt, und fällt auf diesen herunter. Die dabei frei werdende Energie ($E_3 - E_1$) wird als sichtbares Lichtquant ausgesandt. Diesen Vorgang nennen wir Fluoreszenz. Er besagt, daß die Aussendung des Lichtquants sofort nach der Anregung durch den Katodenstrahl erfolgt (Abb. 2d).

2. Das Elektron wandert im Leitfähigkeitsband bis zu einer Haftstelle und fällt in diese hinein. Die frei gewordene Energie ($E_3 - E_2$) setzt sich in Wärme um (Abb. 2e). Das Elektron kann erst wieder ins Leitfähigkeitsband befreit werden, wenn ihm mindestens die gleiche Energie ($E_3 - E_2$) wieder zugeführt wird;

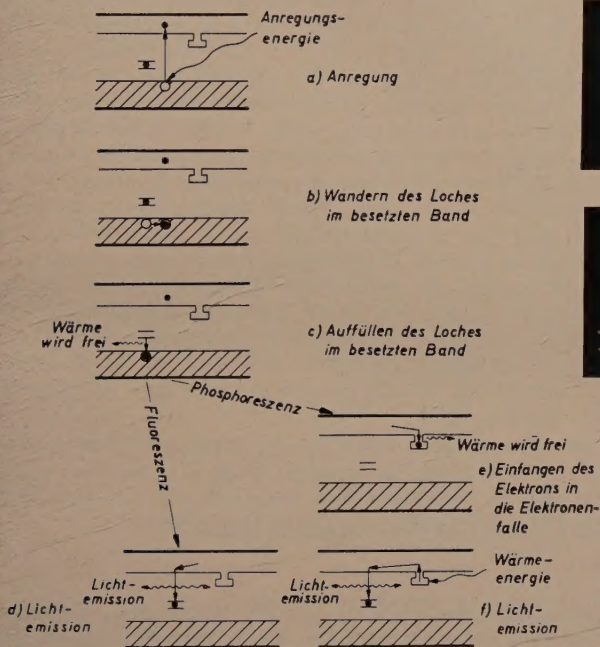


Abb. 2. Vereinfachte schematische Darstellung der elektronischen Vorgänge im Kristallphosphor (nach H. W. LEVERENZ)

im Leitfähigkeitsband kann es nun wieder wandern, gelangt über einen freien Aktivatorterm und kann auf ihn herunterfallen. Wieder ist dieses Herunterfallen wie im Fall 1 gleichbedeutend mit der Emission eines Lichtquants (Abb. 2f). Aber in dem jetzigen Fall erfolgt die Lichtemission nicht sofort nach der Anregung, sondern erst, nachdem dem Leuchtstoff erneut Energie zur Befreiung des Elektrons aus der Haftstelle zugeführt worden ist. Der Kristall „leuchtet nach“, er „phosphoresziert“. Bei vielen Kristallen bedeutet die Zimmertemperatur bereits eine solche Energiezufuhr, so daß bei dieser ein Nachleuchten beobachtbar ist.

Das energieverlustlose Wandern der Elektronen im Leitfähigkeitsband an den Ort der Aktivatorterme läßt uns verstehen, warum es bei manchen Kristallphosphoren gleichgültig ist, an welchem Ort der Kristall angeregt wird; immer wird die Lichtemission am Ort eines Aktivatoratoms stattfinden.

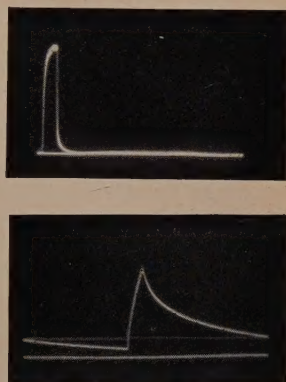


Abb. 3. An- und Abklingkurven von Leuchtstoffen. (Die Länge der Nulllinie entspricht 20 ms)

Oben: An- und Abklingkurve einer Fernseh-Weißmischung (t^{-n} -Abklingen)

Unten: An- und Abklingkurve eines Zinksilikates (e^{-at} -Abklingen)

Der Vorgang der Fluoreszenz und Phosphoreszenz ist noch nicht in allen Einzelheiten aufgeklärt, aber das eben angegebene vereinfachte Bild des Leuchtvorganges trägt manches zu seinem Verständnis bei.

An- und Abklingen der Lichtemission

Für die technische Anwendung eines Leuchtstoffes ist die Ankling- und Abklingdauer seiner Lichtemission, die durch einen kurzzeitigen Elektronenstrahlimpuls angeregt wird, oft von entscheidender Bedeutung. Diese beiden Eigenschaften hängen von dem Elektronenmechanismus in dem Energiebandsystem der Kristalle ab. Grundsätzlich kennt man zwei verschiedene Verlaufsformen des Abklingens. Mißt man die durch einen einmaligen Elektronenstrahlimpuls erzeugte Lichtintensität in Abhängigkeit von der Zeit (t), so findet man für die eine Gruppe von Leuchtstoffen einen Verlauf, der sich mathematisch durch eine Exponentialfunktion (e^{-at}), bei der anderen Gruppe einen solchen, der sich durch eine hyperbolische Funktion (t^{-n}) beschreiben läßt. Während der Abklingverlauf bei den e^{-at} -Leuchtstoffen durch Temperaturbehandlung unbeeinflussbar ist, nimmt bei der t^{-n} -Gruppe die Nachleuchtdauer mit steigender Temperatur ab. Diese Temperaturempfindlichkeit hängt mit dem Einfluß der Haftstellen auf die Nachleuchtdauer zusammen und kann erklärt werden durch die schnelle Befreiung der in ihnen gefangenen Elektronen bei Temperatursteigerung. Der Unterschied der beiden Leuchtstoffgruppen kann theoretisch verstanden werden durch die Tatsache, daß bei der einen Gruppe (e^{-at}) auch nach der Anregung eines Elektrons ins Leitfähigkeitsband dieses eine gewisse Kopplung mit dem Aktivatorterm in der Nähe seines Anregungsortes behält, während bei der anderen Gruppe die Elektronen im Leitfähigkeitsband mit jedem beliebigen Aktivatorterm „rekombinieren“ (d. h. auf ihn fallen) können.

Der Verlauf einer An- und Abklingkurve für einen in Fernsehbildröhren üblichen Zinksulfidschirm ist in Abb. 3 mit derjenigen eines Zinksilikates verglichen. Die Zeitmaßstäbe sind in beiden Bildern die gleichen, und man erkennt daher das unterschiedliche Verhalten der beiden Leuchtstoffe.

Bezeichnungsweise

Es sei nun kurz für das Verstehen der im folgenden oft gebrauchten Formeln über die in der Leuchtstoffphysik übliche Bezeichnungsweise berichtet: Zunächst wird die chemische Formel der Grundsubstanz angegeben. Falls es die betreffende Substanz in verschiedenen Kristallstrukturen gibt, wird diese Formel angegeben, z. B. kub. ZnS; hex. ZnS. Besteht die Grundsubstanz aus einem Mischkristall, so wird dies in der Formel dadurch gekennzeichnet, daß die Metalle der Verbindung in Klammern gesetzt werden; z. B. (Zn : Cd)S bedeutet Zink-Cadmiumsulfid. Der Aktivator wird unter Zwischenschaltung eines Doppelpunktes hinter der Abkürzung der Grundsubstanz angegeben: ZnS : Cu = kupferaktiviertes Zinksulfid. Zahlen hinter den einzelnen Abkürzungen geben die im Leuchtstoff vorhandenen Prozentsätze der einzelnen Metallsalze an:

[ZnS (40) CdS (60)]: Ag (0,01) heißt: Sulfidmischkristall aus 40 Teilen Zinksulfid und 60 Teilen Cadmiumsulfid, mit 0,01 Gewichtsprozent Silber aktiviert.

Aktivator

Es gibt verschiedene Gruppen von Aktivatoren, die in das Kristallgitter eingebaut werden. Vertreter der einen Gruppe ist z. B. das Mangan, von dem man

eine relativ große, in der Größenordnung von einem Gewichtsprozent liegende Menge in das Kristallgitter einbringen kann. Kupfer und Silber hingegen kann man nur in sehr viel geringeren Mengen, etwa 0,001 bis 0,1 Gewichtsprozenten, verwenden. Bei manchen Leuchtstoffen kann das gleiche Metall, das als Kation das Gitter aufbaut, als Aktivator dienen, z. B. Zink im Zinkoxyd; es ist dann in einem stöchiometrischen Überschuß im Kristall vorhanden. Man kennt auch Phosphore mit zwei Aktivatoren.

Einfluß von Grundgitter und Aktivator auf die Emission

Die Farbe des emittierten Lichtes wird durch die Energiedifferenz Leitfähigkeitsband-Aktivatorterm bestimmt. Die Leuchtstoffe emittieren nicht eine einzige Frequenz, sondern besitzen ein breites Emissionsband. Das wird erklärlich, da das auf den Aktivatorterm fallende Elektron ja aus verschiedenen Höhen des Leitfähigkeitsbandes kommen kann. Damit haben alle Eigenschaften des

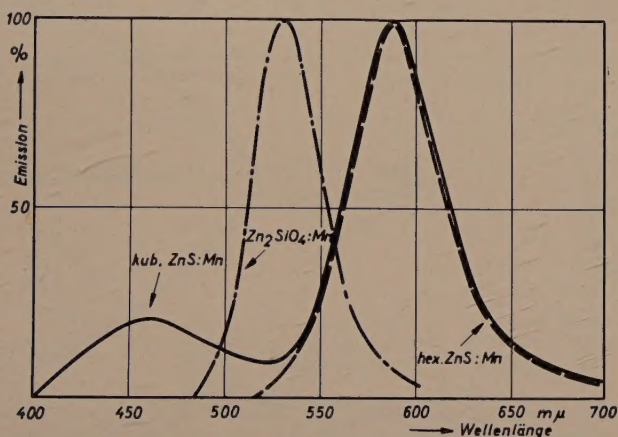


Abb. 4. Spektrale Emissionskurven von verschiedenen Grundsubstanzen mit dem gleichen Aktivator Mangan

Kristalls, welche den genannten Energieabstand beeinflussen, auch einen Einfluß auf die Farbe des emittierten Lichtes. Diese hängt also sowohl von der Art der Gitterbausteine als auch ihrer Anordnung und schließlich von der Art und dem Einbau des Aktivators ab. Es ist daher ohne weiteres verständlich, daß verschiedene Grundgitter beim gleichen Aktivator verschiedene Emissionsbanden aufweisen. Als Beispiel sind in Abb. 4 die spektralen Emissionskurven der mit dem gleichen Aktivator Mangan versehenen Leuchtstoffe: hexagonales Zinksulfid, kubisches Zinksulfid und Zinksilikat angeführt. Sowohl die verschiedenen Kristallstruktur: hexagonales — kubisches Zinksulfid, als auch die verschiedene Grundsubstanz: Zinksulfid — Zinksilikat verändern die Farbe der Emission.

Zum Beweis, daß bei gleicher Grundsubstanz die Art des Aktivators die Emissionsfarbe verändert, dient Abb. 5. Hier ist die relative spektrale Emissionsverteilung für kubisches Zinksulfid mit den Aktivatoren Cu (0,01), Ag (0,008) und Au (0,02) dargestellt.

Farbdiagramm

Um die Emissionsfarben von Leuchtstoffen zu erfassen, verwendet man das Farbdiagramm der internationalen Beleuchtungskommission (I.B.K.). Es würde zu weit führen, hier die Grundlagen der Farbenlehre darzulegen, welche zur Aufstellung dieses Diagramms führten*). Wir wollen nur zur Kenntnis nehmen, daß man jeder Farbe — mit Hilfe eines Farbmeßgerätes (Kolorimeter) — zwei Koordinaten zuordnen kann, so daß ihr Ort in dem Farbdiagramm eindeutig festgelegt ist. Abb. 6 stellt das Farbdiagramm der I.B.K. dar. Die eingezeichnete Kurve gibt die Orte der Spektralfarben an. Auf der Verbin-

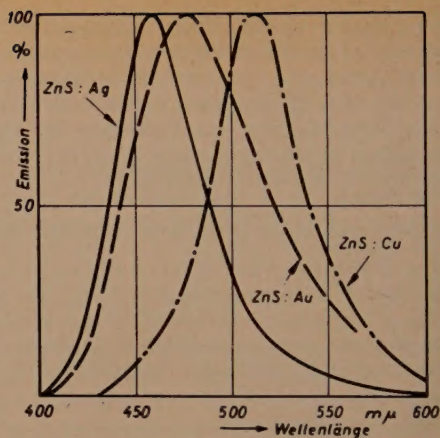


Abb. 5. Spektrale Emissionskurven der gleichen Grundsubstanz mit verschiedenen Aktivatoren

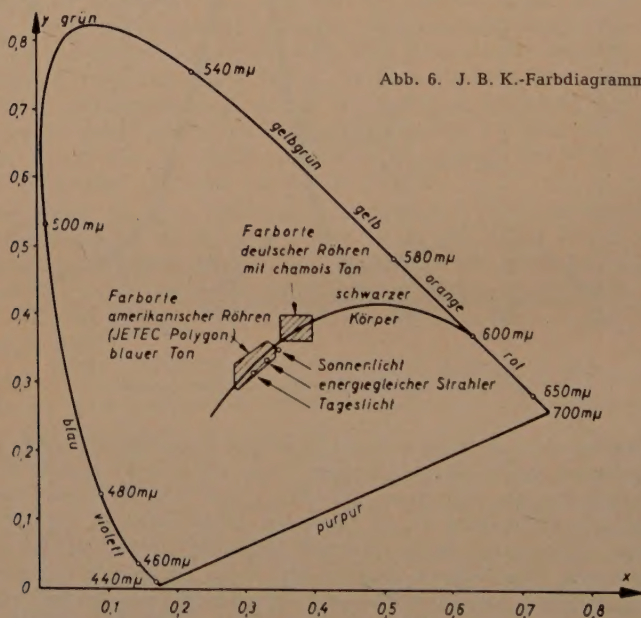


Abb. 6. J. B. K.-Farbdiagramm

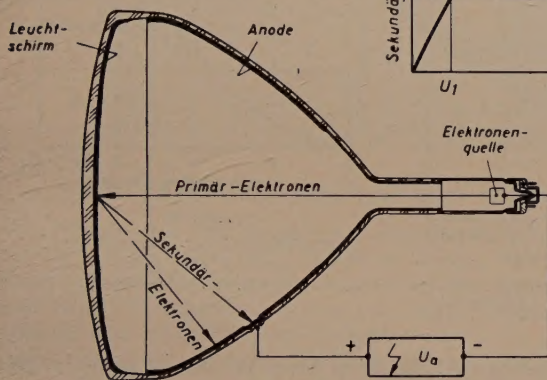
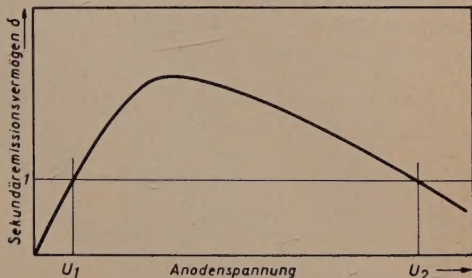
dungslinie der Enden des Hufeisens liegen die im Spektrum nicht vorhandenen Purpurfarben. Eingezeichnet ist außerdem die Kurve der Emissionsfarben des schwarzen Körpers sowie die Farborte des Sonnenlichtes, des Tageslichtes und eines energiegleichen Strahlers, welcher letztere definitionsgemäß den Begriff „weiß“ (genauer gesagt „farblos“) repräsentiert.

*) Ein Aufsatz, welcher die Farbmessung an Fernsehbildschirmen eingehend beschreibt, erscheint demnächst von W. Berthold in dieser Zeitschrift.

Mischt man zwei Farben in verschiedenen Verhältnissen, so liegen in dem Diagramm alle Farborte der entstehenden Mischfarben auf der Verbindungslinie zwischen den Farborten der Ausgangsfarben. Wählt man die Ausgangsfarbe so, daß die Verbindungslinie den Ort des energiegleichen Strahlers schneidet, so kann man mit diesen beiden Farben „weißes Licht“ erzeugen. Da das auf den Leuchtschirm der Fernsehbirldröhren geschriebene Bild möglichst ein Schwarzweißbild sein soll, so stellt man diesen Leuchtschirm aus zwei

Rechts: Abb. 7. Schematische Darstellung des Sekundäremissionsvermögens als Funktion der Beschleunigungsspannung der Primärelektronen

Unten: Abb. 8. Schematische Darstellung des Stromkreises in einer Elektronenstrahlröhre



Komponenten in der Weise her, daß die resultierende Mischfarbe der Lichtemission weitgehend dem „Weiß“ entspricht. Als die beiden Komponenten werden meist ein gelb fluoreszierendes (Zn: Cd) S: Ag und ein blau emittierendes ZnS: Ag verwendet.

Die Emissionsfarbe des amerikanischen Phosphors P 4, einer Leuchtstoffmischung für Fernsehbirldröhren, ist bläulich, wie man aus dem im Diagramm Abb. 6 eingetragenen JETEC-Polygon*) ersehen kann. Die Farbe der deutschen Bildröhren ist aus Geschmacksgründen von einigen Herstellerfirmen ins Gelb gelegt, um einen warmen chamois Bildton zu erreichen. Die ungefähre Lage dieser Farbe ist durch Schraffur ebenfalls in der Abb. 6 angedeutet.

Sekundäremissionsfaktor

Für die Anwendung der Leuchtstoffe als Bildschirmsubstanz in Elektronenstrahlröhren ist ihr Sekundäremissionsvermögen δ von wesentlichem Einfluß. Man versteht unter δ die Zahl der von einem einfallenden Primärelektron aus dem Leuchtstoff herausgeschlagenen äußeren Sekundärelektronen. δ ist eine Funktion der Anodenspannung. Mit steigender Anodenspannung nimmt es zunächst zu (Abb. 7), erreicht bei einer für jeden Bildschirm charakteristischen Spannung U_1 den Wert 1, gelangt nach Durchlaufen eines Maximums wieder zum Wert 1 bei einer zweiten charakteristischen Spannung U_2 und fällt mit weiter steigender Spannung weiter ab. Der Anodenstromkreis in einer Bildröhre ist nur über die Sekundäremission des Schirmes geschlossen (Abb. 8).

*) Das JETEC- ("Joint Electron Tube Engineering Council" of the Institute of Radio Engineers) Polygon stellt den Toleranzbereich für die Farbe der amerikanischen Fernsehbildschirme dar.

Liegt daher die Anodenspannung unterhalb der Spannung U_1 — d. h. auf einem Wert, bei welchem für ein einfallendes Strahlelektron weniger als ein Sekundärelektron abfließt —, so lädt sich der Bildschirm negativ bis auf Katodenpotential auf, und der Primärstrahl kann den Bildschirm schließlich nicht mehr erreichen. Anodenspannungen müssen zwischen den Werten U_1 und U_2 liegen, denn in diesem Bereich wird die Aufladung des Schirmes infolge $\delta > 1$ positiv, da mehr Sekundärelektronen abfließen, als Primärelektronen auftreffen. Wie wir noch sehen werden, nimmt die Lichtausbeute eines Leuchtschirmes mit der Anodenspannung zu. Trotzdem ist es nutzlos, die Anodenspannung über den Wert U_2 zu steigern, da sich durch negative Aufladung trotz der höheren Anoden-

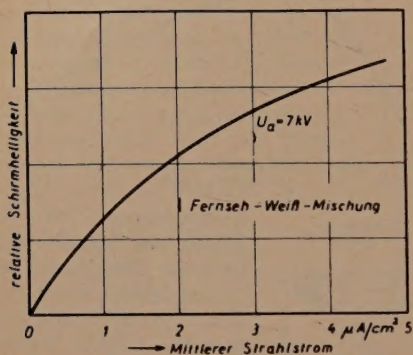


Abb. 9. Abhängigkeit der Schirmhelligkeit von der Strahlstromdichte (H. W. LEVERENZ)

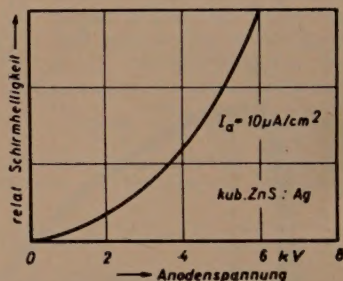


Abb. 10

Abhängigkeit der Schirmhelligkeit von der Anodenspannung (nach H. W. LEVERENZ)

spannung auf dem Schirm immer die Spannung U_2 einstellt. Fällt die Spannung am Schirm infolge negativer Aufladung unter U_2 , so wird $\delta > 1$, der Schirm beginnt sich positiv aufzuladen. Steigt die Aufladespannung über U_2 , so wird δ wieder kleiner als 1, und das Schirmpotential gegen die Katode fällt wieder. Dieses Spiel wiederholt sich beliebig oft.

Der Wert von U_1 liegt in seiner Größenordnung so, daß er höchstens in Abstimmanzeigeröhren (mit Anodenspannungen von 100...300 Volt) einige Bedeutung gewinnt. Die Betriebsspannung von 7000...20 000 Volt von Fernsehbildröhren liegt normalerweise unter U_2 . Kritisch wird der Wert U_2 bei Fernsehprojektionsröhren, bei welchen große Helligkeiten erforderlich sind und man zum Zweck der Helligkeitssteigerung auf möglichst hohe Anodenspannungen übergeht.

Einfluß von Anodenspannung und Strahlstrom auf die Lichtemission

Die Zahl der von einem Leuchtstoff emittierten Lichtquanten hängt von der Anzahl der auftreffenden Primärelektronen ab. In einem gewissen Bereich wird daher die Leuchtschirmhelligkeit proportional der Stromdichte des Primärstrahles sein (Abb. 9). Schließlich wird sich aber eine Sättigung einstellen, weil für eine bestimmte Eindringtiefe des Elektronenstrahls in die Schicht (also für eine bestimmte Anodenspannung) die vorhandenen Aktivatorzentren alle angeregt sind und durch die Steigerung der Stromdichte des Elektronenstrahls keine weiteren mehr angeregt werden können.

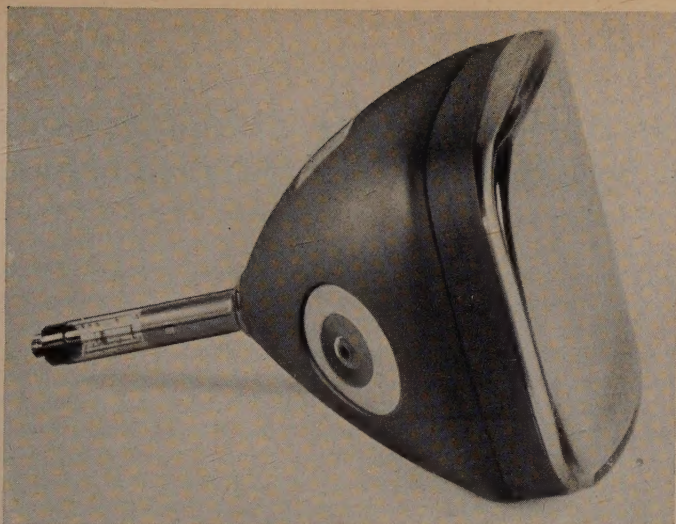


Abb. 11. Moderne elektrostatisch fokussierte 42-cm-Fernsehröhre (Type Bs 42 R-3)

Ein Anstieg der Helligkeit kann auch durch Steigerung der Anodenspannung erzielt werden (Abb. 10). Dieses ist bedingt durch die größer werdende Eindringtiefe des Primärelektronenstrahls. Für geringe Strahlstromdichten steigt die Helligkeit ungefähr mit dem Quadrat der Spannung an. Bei größeren Stromdichten wird der Exponent kleiner.

Ein weiteres Mittel, um eine Helligkeitssteigerung von nochmals fast 100 % zu bewirken, ist die Metallhinterlegung des Leuchtschirmes. Mit Hilfe besonderer Verfahren wird auf der Katodenseite des Bildschirms eine etwa $150 \text{ m}\mu$ starke Aluminiumschicht aufgebracht. Dadurch wird erreicht, daß das vom Schirm in den Röhrenkolben hineinmittierte Licht von der Aluminiumschicht reflektiert wird und nun ebenfalls durch die Frontplatte des Rohres hindurch zum Beschauer gelangt. Außer der so gesteigerten Helligkeit wird durch diese Maßnahme auch der Kontrast des Schirmbildes erhöht, denn nunmehr kann kein in den Kolben gelangtes Licht durch Rückstreuung den Bildschirm von hinten aufhellen.

Eine moderne deutsche Fernsehbildröhre ist in Abbildung 11 wiedergegeben. Es handelt sich um eine 42 cm (17 Zoll)-Rechteckröhre der C. LORENZ AG mit einem Glaskolben. Der Bildschirm besteht aus einer Mischung von $\text{ZnS} : \text{Ag}$ und $(\text{Zn} : \text{Cd}) \text{S} : \text{Ag}$ und hat eine chamois Emissionsfarbe. Der Bildschirm ist metallhinterlegt und gibt bei einer Anodenspannung von 14 000 Volt und einem Strahlstrom von $40 \mu\text{A}$ eine Lichtausbeute von etwa 6 NK/Watt.

*

*

*

Die Auswertung der Richtdiagramme von Schallsendern und Schallempfängern

(Mitteilung aus dem Rundfunktechnischen Institut Nürnberg)

Von wesentlichem Einfluß auf den Charakter einer Schallübertragung aus halligen Räumen sind die Richtcharakteristiken von Schallsender und Schallempfänger, da beide in den Halligkeitseindruck mit eingehen, der über den Abhörlautsprecher vermittelt wird. Mit folgenden Ausführungen ist dies unmittelbar einzusehen. Die Schallwellen werden von einem Schallsender nach verschiedenen Richtungen abgestrahlt und treffen teilweise direkt und nach einer oder mehreren Reflexionen an den Raumbegrenzungsflächen im Ort des Schallempfängers mit den Weglängen entsprechenden Laufzeitverzögerungen ein. Infolge der dabei auftretenden Laufzeitdifferenzen zwischen den einzelnen Strahlen baut sich das Schallfeld bei nichtstationären Vorgängen nach einem Exponentialgesetz auf oder ab, was den Halligkeitseindruck bewirkt. Besitzt nun eine Schallquelle eine extrem scharfe Richtcharakteristik, die auf den Schallempfänger ausgerichtet ist, so wird der Schallempfänger fast nur von einem direkten Strahl getroffen. Die Reflexionen fallen weitgehend weg. Das Verhältnis von reflektiertem zu direktem Schall und damit der Halligkeitseindruck sind klein. Ist die Richtcharakteristik des Schallsenders dagegen sehr breit, im Extremfall kann sie kugelförmig sein, so gelangt viel Schallenergie über die Raumbegrenzungsflächen zum Schallempfänger. Das Verhältnis von reflektiertem zu direktem Schall und damit der Halligkeitseindruck sind größer als im vorherigen Falle.

Die Richtcharakteristik des Schallempfängers wirkt sich in der gleichen Weise aus. Bei scharfer Richtcharakteristik wird, wenn diese auf den Schallsender ausgerichtet ist, fast nur direkter Schall aufgenommen. Mit breiter Richtcharakteristik, die im Extremfall ebenfalls kugelförmig sein kann, wird der aus dem reflektierten Schallfeld aufgenommene Schallanteil groß.

Das Verhältnis, in dem der vom Mikrofon aufgenommene reflektierte Schall zum direkt aufgenommenen Schall steht, bestimmt also den Halligkeitseindruck. Dieses Verhältnis hängt von den Richtcharakteristiken des Schallsenders und des Schallempfängers ab. Im allgemeinen liegen diese in der Form von Richtdiagrammen in einem Polarkoordinatensystem vor. Daraus läßt sich jedoch nicht unmittelbar die Größe des Einflusses auf die Schallübertragung ablesen. Im praktischen Betrieb ist es zwar so, daß die Tonmeister auf Grund ihrer Erfahrung wissen, welche Richtcharakteristik für eine bestimmte Aufgabe die optimale ist. Es sind darüber hinaus jedoch Aufgaben denkbar, bei denen das Verhältnis von reflektiertem zu direktem Schall einer genaueren Angabe bedarf. Eine solche Aufgabe liegt beispielsweise dann vor, wenn entschieden werden soll, ob für die Eigenschaften eines Klangbildes Schallsender und Schallempfänger oder der Raum bestimmend sind.

Im folgenden soll nun angegeben werden, wie die Einflüsse der Richtcharakteristiken sich zahlenmäßig erfassen lassen.

Reflektierter und direkter Schall durch den Schallsender

In einem Raum mit der Nachhallzeit T und dem Volumen V entsteht durch eine Schallquelle von der Leistung L die Schallstärke [1]

$$J = \frac{4 L T}{0,16 \cdot V} 10^{-4} \quad (1)$$

Die Schallstärke ergibt sich in $\text{erg s}^{-1} \text{cm}^{-2}$, wenn T in Sekunden, V in m^3 und L in erg s^{-1} eingesetzt werden.

Eine Schallquelle mit kugelförmiger Richtcharakteristik strahlt bei ungestörter Schallausbreitung die Leistung

$$L_0 = \frac{p^2}{Z} r^2 4 \pi 10^{-4} \quad (2)$$

ab. Die Dimension von L_0 ist erg s^{-1} , wenn der in r Metern gemessene Schalldruck p in μbar eingesetzt wird. Z ist der Schallwellenwiderstand der Luft mit $42 \text{ g cm}^{-2} \text{s}^{-1}$. Das Produkt $r^2 4 \pi 10^4$ stellt die Kugeloberfläche in cm^2 dar, durch die die Leistung hindurchtreten muß. 4π gibt den Raumwinkel an, in den die Schallquelle abstrahlt. Bei nichtkugelförmiger Richtcharakteristik denken wir uns die gesamte Strahlung in dem Raumwinkel K_{RS} zusammengefaßt. Dann erhalten wir bei beliebiger Richtcharakteristik

$$L_b = \frac{p^2}{Z} r^2 K_{\text{RS}} 10^4 \quad (3)$$

K_{RS} bezeichnen wir als Richtfaktor des Schallsenders.

Strahlt dieser nun in einen Raum, so ergibt sich mit den Ausdrücken (1) und (3) für die durch die Reflexionen an den Raumbegrenzungsflächen entstandene Schallstärke

$$J_r = \frac{p^2}{Z} \frac{r^2 4 T K_{\text{RS}}}{0,16 V} \quad (4)$$

Da außerdem zwischen der Schallstärke J und dem Schalldruck p die Beziehung

$$J = \frac{p^2}{Z} \quad (5)$$

besteht, erhalten wir für den durch die Reflexionen entstandenen Schalldruck

$$p_r = p_0 \sqrt{\frac{4 T K_{\text{RS}}}{0,16 V}} \quad (6)$$

p_0 bezeichnet hierin den Schalldruck, der von der Schallquelle im ungestörten Schallfeld in 1 Meter Entfernung erzeugt wird.

Für den direkt abgestrahlten Schalldruck gilt ferner bei kugelförmiger Schallausbreitung

$$p_d = \frac{p_0}{r} \quad (7)$$

r ist die Entfernung in Metern. Durch Gleichsetzen von (6) und (7) kann nun jene Entfernung R berechnet werden, in der der direkte Schalldruck gleich dem durch die Reflexionen entstandenen ist.

$$R = \sqrt{\frac{0,16 \cdot V}{4 T K_{RS}}} \quad (8)$$

Bilden wir den Quotienten aus (6) und (7), so folgt für das Verhältnis von reflektiertem zu direktem Schalldruck

$$Q_S = r \sqrt{\frac{4 T K_{RS}}{0,16 V}} \quad (9)$$

Die Gln. (8) und (9) können für den praktischen Gebrauch in einem Diagramm dargestellt werden (Abb. 1).

In Abhängigkeit von dem Volumen V ergeben sich mit der Nachhallzeit T als Parameter für Q_S und R zwei Kurvenscharen. In beiden ist K_{RS} mit 4π eingesetzt worden. Für Q_S wurde außerdem die Entfernung r mit 1 Meter angenommen. Sollen nun Q_S und R für einen von 4π abweichenden Wert berechnet werden, so sind die den Kurvenscharen entnommenen Werte mit den Faktoren F_Q oder F_R zu multiplizieren, die den Unterschied zwischen der Richtcharakteristik für den Richtfaktor 4π und der für K_{RS} berücksichtigen.

$$F_Q = \sqrt{\frac{K_{RS}}{4\pi}} \quad (9a)$$

$$F_R = \sqrt{\frac{4\pi}{K_{RS}}} \quad (9b)$$

Wird Q_S in einer anderen Entfernung als 1 Meter betrachtet, so ist Q_S außerdem mit der Entfernung r in Metern zu multiplizieren.

Aus den Gln. (6) und (7) können noch verschiedene Folgerungen gezogen werden. In der Gl. (6) ist p_r der Wurzel aus der Nachhallzeit T proportional. In stationären Klängen sind Schalldruckänderungen der Teiltöne von etwa ± 1 db gerade noch wahrnehmbar, d. h. aber unter Berücksichtigung dieses Wertes, der bei bewegten natürlichen Klängen mit Sicherheit als größer angenommen werden kann, darf die Nachhallzeit in ihrer Frequenzabhängigkeit um $\pm 25\%$ gegenüber einem vorgegebenen Wert schwanken, ohne daß dadurch der erwartete Raumcharakter eine merkliche Änderung erfährt.

Von Békésy [2] wurde ferner die hörbare Unterschiedsschwelle für Ausschwingzeiten festgestellt. Er kam dabei für die Ausschwingzeit eines Tones von 800 Hz, also für die Nachhallzeit, bei 2 s zu einem Wert von $\pm 10\%$. Dieser ist etwa konstant bis 0,4 s und steigt zwischen 0,4 und 0,3 s auf $\pm 15\%$. Diese Werte gelten unter Meßbedingungen, die gegenüber der Praxis stark idealisiert sind, da ein unmittelbarer Vergleich zwischen der unveränderten und veränderten Nachhallzeit möglich war. Aus diesem Grunde ist mit den oben angegebenen Toleranzen der Nachhallzeit auch für den Halligkeitseindruck des Raumes keine unliebsame Veränderung zu erwarten.

Mit den Gln. (6) und (7) kann bei bekanntem Frequenzgang eines Lautsprechers auf der Mittelachse und bekanntem K_{RS} die Frequenzabhängigkeit des Schallfeldes berechnet werden [3].

Der Schallempfänger bei allseitigem Schalleinfall

Ist der Schallempfänger einem Schallfeld ausgesetzt, in dem von allen Richtungen der Schall in gleicher Weise einfällt, so wirkt auf den Schallempfänger die Leistung

$$L_0 = \frac{p_1^2}{Z} r_1^2 4 \pi 10^4 \quad (10)$$

ein, wenn p_1 der Schalldruck in der Entfernung r_1 vom Schallempfänger ist. Infolge der Richtcharakteristik kommt jedoch nicht die gesamte einfallende Schalleistung zur Wirkung, sondern nur ein geringerer Teil. Wir können dies in Gl. (10) berücksichtigen, indem wir schreiben

$$L_b = \frac{p_1^2}{Z} r_1^2 K_{RE} 10^4 \quad (11)$$

K_{RE} soll dabei als Richtfaktor des Schallempfängers bezeichnet werden und kann maximal 4π betragen. Bilden wir den Quotienten aus (10) und (11) und berücksichtigen, daß der wirksame Schalldruck der Wurzel aus der Leistung proportional ist, so erhalten wir

$$Q_E = \sqrt{\frac{K_{RE}}{4 \pi}} \quad (12)$$

Dies bedeutet, daß ein bestimmter Schalldruck, der durch allseitig einfallende Schallstrahlen entstanden ist, nur mit einem um den Faktor Q_E verminderten Betrag zur Wirkung kommt.

Betrachten wir nun einen Schallsender und Schallempfänger zusammen, so ist das auf den Schallempfänger wirksame Verhältnis von reflektiertem zu direktem Schalldruck

$$Q_{SE} = r \sqrt{\frac{4 T K_{RS}}{0,16 V}} \cdot \sqrt{\frac{K_{RE}}{4 \pi}} \quad (13)$$

Die Werte für Q_E können aus Abb. 1 in Abhängigkeit von K_{RE} abgelesen werden, da sie mit den Faktoren F_Q identisch sind. Wie die Gleichung (13) zeigt, nimmt mit zunehmender Richtschärfe des Schallempfängers, also mit abnehmendem K_{RE} , Q_{SE} ab.

Die Bestimmung der Richtfaktoren K_{RS} und K_{RE}

Für die Bestimmung von Q_{SE} ist die Kenntnis der Faktoren K_{RS} und K_{RE} erforderlich. Da häufig die Richtdiagramme in Polarkoordinaten gegeben sind, soll gezeigt werden, wie sich daraus K_{RS} und K_{RE} bestimmen lassen.

a) Die Berechnung von K_{RS}

Es sei eine Richtcharakteristik in der Art von Abb. 2 gegeben, die um die Achse SP_1 rotationssymmetrisch ist. In der Richtung SP_1 soll der abgestrahlte Schalldruck in der Entfernung r_0 den Wert p_0 haben. Bei gleichmäßiger Schallabstrahlung in den Halbraum zwischen 270° und 90° ist

$$L_{HR} = \frac{p_0^2}{Z} 2 \pi \cdot r_0^2 \quad (11)$$

$2 \pi r_0^2$ bedeutet die Oberfläche einer Halbkugel mit dem Radius r_0 . Wir nehmen nun an, daß in unserem Richtdiagramm in der Abb. 2 der Schalldruck zwischen

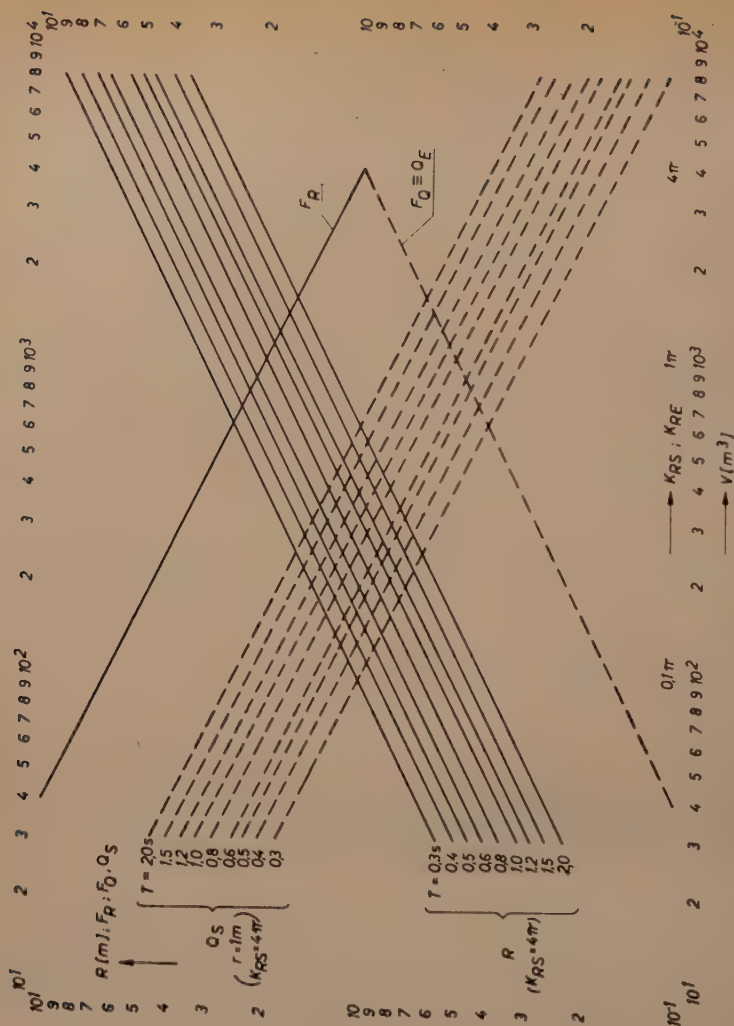


Abb. 1

den Strahlen $S 15^\circ$ und $S 345^\circ$ gleichmäßig abgestrahlt wird. Unter dieser Voraussetzung beträgt die Schalleistung, die in diesem Bereich abgestrahlt wird,

$$L_{HRT_0} = \frac{p_0^2}{Z} \cdot 2\pi f_0 r_0^2 \quad (12)$$

f_0 ist das Verhältnis der Fläche, die mit den beiden genannten Strahlen bei der Drehung um die Achse SP_1 aus der Halbkugeloberfläche ausgeschnitten wird, zur Halbkugeloberfläche und beträgt 0,034 [4]. In analoger Weise ergeben sich

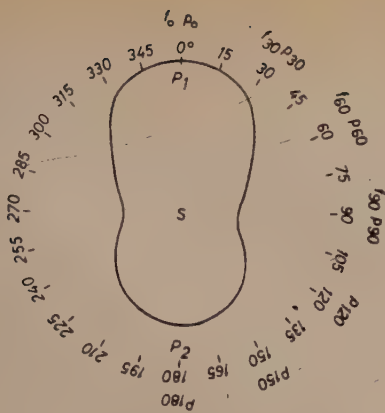


Abb. 2

für die Flächen, die mit den Strahlen $S 15^\circ$ und $S 45^\circ$, $S 45^\circ$ und $S 75^\circ$, $S 75^\circ$ und $S 90^\circ$ bei der Drehung um die Achse SP_1 aus der Halbkugeloberfläche ausgeschnitten werden, die Faktoren $f_{30} = 0,259$, $f_{60} = 0,448$ und $f_{90} = 0,259$. Die durch die einzelnen Flächen hindurchgetretenen Schalleistungen können nun mit diesen Faktoren berechnet werden, wobei es eine zulässige Annäherung ist, wenn man in den einzelnen Bereichen den Schalldruck in Abhängigkeit von der Abstrahlungsrichtung als konstant annimmt. Den Faktoren f_0 ist der Schalldruck unter 0° , f_{30} unter

30° , f_{60} unter 60° und f_{90} unter 90° zuzuordnen. Die gesamte abgestrahlte Leistung unter Berücksichtigung der Richtcharakteristik beträgt damit

$$L_{HR \Sigma f} = \frac{p_0^2}{Z} 2 \pi r_0^2 (f_0 + C_{30}^2 f_{30} + C_{60}^2 f_{60} + C_{90}^2 f_{90}) \quad (13)$$

wenn $c_{30} = \frac{p_{30}}{p_0}$, $c_{60} = \frac{p_{60}}{p_0}$ und $c_{90} = \frac{p_{90}}{p_0}$ ist; p_0 ist der Schalldruck unter 0° ,

p_{30} unter 30° , p_{60} unter 60° und p_{90} unter 90° . Das gleiche gilt in analoger Weise für den zweiten Halbraum. Hier sind f_0 dem Schalldruck unter 180° , f_{30} unter 150° , f_{60} unter 120° und f_{90} unter 90° zuzuordnen. Für die in den gesamten Raum abgestrahlte Leistung gilt damit

$$L_{0 \Sigma f} = \frac{p_0^2}{Z} 2 \pi r_0^2 [f_0 (1 + c_{180}^2) + f_{30} (c_{30}^2 + c_{150}^2) + f_{60} (c_{60}^2 + c_{120}^2) + 2 f_{90} c_{90}^2] \quad (14)$$

$$c_{180} = \frac{p_{180}}{p_0}, \quad c_{150} = \frac{p_{150}}{p_0} \quad \text{und} \quad c_{120} = \frac{p_{120}}{p_0}.$$

p_{180} ist der Schalldruck unter 180° , p_{150} unter 150° und p_{120} unter 120° . Der Richtfaktor ist damit

$$K_{RS} = 2 \pi [f_0 (1 + c_{180}^2) + f_{30} (c_{30}^2 + c_{150}^2) + f_{60} (c_{60}^2 + c_{120}^2) + 2 f_{90} c_{90}^2] \quad (15)$$

Wenn die Richtcharakteristik in bezug auf die Achse $P_1 P_2$ unsymmetrisch ist, wird man zweckmäßigerweise den Mittelwert aus den Schalldruckwerten in den oben angegebenen Abstrahlungsrichtungen und den Schalldruckwerten in den zur Achse $P_1 P_2$ spiegelbildlichen Richtungen nehmen.

b) Berechnung von K_{RE}

Liegt die Richtcharakteristik eines Schallempfängers vor, so kann zur Bestimmung von K_{RE} in genau der gleichen Weise verfahren werden wie für K_{RS} , nur

sind in diesem Falle an Stelle der Schalldrücke die Spannungen einzuführen, die der Schallempfänger bei der Bestrahlung aus den entsprechenden Richtungen abgibt.

Ein praktisches Beispiel

Die Anwendung der Abb. 1 soll nun noch an einem praktischen Beispiel näher erläutert werden. In einem Sprecherraum mit 0,4 s Nachhallzeit und 70 m^3 Volumen wird ein „Kugelmikrofon“ aus 0,6 Meter Entfernung besprochen. Die Richtfaktoren der menschlichen Stimme berechnen wir für den Vokal *I* und den Konsonanten *S* aus den entsprechenden Diagrammen [5], wobei wir näherungsweise die Diagramme als rotationssymmetrisch zur Achse $P_1 P_2$ annehmen. Für *I* und *S* errechnen sich daraus die Richtfaktoren K_{RS} zu $1,27 \pi$. Der Abstand *R*, in dem der reflektierte und direkte Schall für $K_{RS} = 4 \pi$ einander gleich sind, entnehmen wir der Abb. 1 zu 0,75 m. Da die Richtfaktoren jedoch $1,27 \pi$ betragen, ist der eben ermittelte Wert noch mit dem Faktor F_R zu multiplizieren. Dieser beträgt 1,8. *R* ergibt sich somit für *I* und *S* zu 1,35 m. Das Mikrofon befindet sich also in einem Bereich, in dem der direkte Schall überwiegt. Das Verhältnis Q_s beträgt für $K_{RS} = 4 \pi$ und $r = 1 \text{ m}$ 1,35. Dieser Wert ist noch mit der Mikrofonentfernung $r = 0,6 \text{ m}$ und dem für $K_{RS} = 1,27 \pi$ entsprechenden Faktor $F_Q = 0,56$ zu multiplizieren. Damit herrscht am Mikrofonort das Verhältnis $Q_s = 0,45$. Die Richtfaktoren für das Mikrofon werden ebenfalls aus Richtdiagrammen berechnet. Die Formanten für den Vokal *I* liegen in dem Bereich zwischen 3200 Hz und 3500 Hz und das Formantgebiet des *S* um 6000 Hz. Von dem Mikrofon beträgt für 3500 Hz $K_{RE} 2,7 \pi$ und für 6 kHz $1,2 \pi$. Das Mikrofon bewertet nun den von allen Seiten einfallenden Schall entsprechend den Faktoren Q_E . Da diese mit den Faktoren F_Q identisch sind, lesen wir sie aus der Abb. 1 zu 0,83 und 0,55 ab. Gemäß Gl. (13) ergibt sich Q_{SE} für *I* zu 0,37 und für *S* zu 0,25. Werden die Richtfaktoren Q_s und Q_E mit 4 π angenommen, was für die tiefen Frequenzen näherungsweise als erfüllt angesehen werden kann, so ergibt sich Q_{SE} zu 0,81.

Während also für die tiefen Frequenzen der reflektierte und direkte Schall am Mikrofonort annähernd gleich sind, überwiegt bei höheren Frequenzen der direkte Schall beträchtlich, d. h. in diesem Bereich wird das übertragene Klangbild in erster Linie durch den Mikrofonfrequenzgang und nicht von den Raumeigenschaften bestimmt.

Zusammenfassung

Der Charakter einer Übertragung aus halligen Räumen wird durch die Richtcharakteristiken des Schallsenders und des Schallempfängers beeinflusst. Beide gehen auf das vom Mikrofon aufgenommene Verhältnis von reflektiertem zu direktem Schall ein. Es wird gezeigt, wie dieses Verhältnis von den Raumeigenschaften und den Richtcharakteristiken abhängt und eine Methode zur zahlenmäßigen Erfassung der Richtcharakteristik angegeben.

Literatur:

- [1] Schoch, A., Die physikalischen und technischen Grundlagen der Schalldämmung im Bauwesen. S. Hirzel, Leipzig [1937].
- [2] v. Békésy, G., Über die Hörsamkeit der Ein- und Ausschwingvorgänge, unter Berücksichtigung der Raumakustik. Annalen der Physik, 5. Folge, Bd. 16 [1933].
- [3] Mayer, N., Über den Einfluß der Lautsprecher-Richtcharakteristik auf die klanggetreue Schallübertragung. Mitteilungen des Rundfunktechnischen Instituts, Nürnberg, Nr. 11 [1952].
- [4] Sound Level Meters for Measurements of Noise and Other Sounds. American Standard, July 28 [1944].
- [5] Trendelenburg, F., Klänge und Geräusche. J. Springer, Berlin [1935].

Ein Ortskurvenschreiber für Tonfrequenz^{*)}

I. Einleitung

In der Wechselstromtechnik bedient man sich zur Darstellung einer komplexen Größe \mathfrak{B} in den meisten Fällen der komplexen Ebene. Ist \mathfrak{B} eine Funktion allein des reellen Parameters p , so entsteht bekanntlich die Ortskurve

$$\mathfrak{B} = f(p)$$

In der Praxis interessieren Ortskurven von linearen Zweipolen und Vierpolen. Beim Zweipol wünscht man den komplexen Scheinwiderstand $\mathfrak{U}/\mathfrak{I}$ bzw. den Leitwert $\mathfrak{I}/\mathfrak{U}$ zu kennen, beim Vierpol etwa die komplexe Übersetzung $\mathfrak{U}_2/\mathfrak{U}_1$ bzw. den Übertragungsfaktor $\mathfrak{U}_1/\mathfrak{U}_2$. Der Parameter ist in den meisten Fällen die Frequenz; außerdem kommen veränderliche Schaltelemente, Röhrendaten oder veränderbare Daten elektrischer Maschinen vor.

Der Zeiger \mathfrak{B} kann in der Ebene auf zwei Arten festgelegt werden, entweder nach seinen Polarkoordinaten

$$\mathfrak{B} = W e^{j\varphi}, \quad (1)$$

oder in rechtwinkligen Koordinaten

$$\mathfrak{B} = W \cos \varphi + j W \sin \varphi \quad (2)$$

Will man den Endpunkt von \mathfrak{B} messen, so muß man also entweder gemäß Gl. (1) den Betrag von \mathfrak{B} und die Phasenverschiebung φ gegenüber einer Bezugsgröße, die man üblicherweise in die positive reelle Achse legt, messen, oder man muß nach Gl. (2) $W \cdot \cos \varphi$ und $W \cdot \sin \varphi$ bestimmen und beide Beträge rechtwinklig addieren.

II. Die Meßmethode

Im folgenden soll eine Meßeinrichtung beschrieben werden, die nach dem durch Gl. (2) gegebenen Prinzip arbeitet. Die besonderen Forderungen, die in diesem Falle gestellt wurden, waren: Frequenzbereich 50 Hz \cdots 20 kHz, beliebige Spannungsquelle für den Prüfling, so daß z. B. auch elektrische Maschinen gemessen werden können, und Verstärkungsregelung, die besonders bei Filtermessungen notwendig ist.

Abb. 1 zeigt das vollständige Blockschaltbild. Zur Erläuterung des Meßprinzips sollen zunächst nur die ausgezogenen Schaltungsteile betrachtet werden, das sind die zwei Diodenbrücken, die 90°-Schaltung und die Braunsche Röhre.

Die Wirkungsweise: An die Klemmen 1, 2, 3, 4 wird das Netzwerk, dessen Ortskurve man aufnehmen will, angeschlossen. \mathfrak{U}_1 ist die Generatorspannung, d. h. die Eingangsspannung des Netzwerks, \mathfrak{U}_2 seine Ausgangsspannung, die nach Betrag und Phase mit der konstanten Bezugsspannung \mathfrak{U}_1 zu vergleichen ist. Eine Diodenbrücke [1], [2] liefert, wenn man an die beiden Eingänge die Wechselspannungen \mathfrak{U}_1 und \mathfrak{U}_2 legt ($U_1 \gg U_2$), am Ausgang in erster Näherung die Gleichspannung

$$U_x = k U_2 \cos \varphi \quad (\varphi = \angle \mathfrak{U}_1; \mathfrak{U}_2) \quad (3)$$

^{*)} Auszug aus einer Dissertation, gefertigt am Institut für Theorie der Elektrotechnik der Technischen Hochschule Stuttgart.

Dreht man eine der beiden Spannungen U_1 oder U_2 zusätzlich um 90° , so erhält man am Ausgang der Diodenbrücke

$$U_y = k U_2 \sin \varphi \quad (4)$$

Die beiden Gln. (3) und (4) liefern also den Real- bzw. Imaginärteil des Zeigers \mathfrak{B} nach Gl. (2). Die räumlich senkrechte Addition der beiden Koordinaten besorgt eine Braunsche Röhre mit zwei Plattenpaaren, wenn man die Spannung $U_2 \cos \varphi$ auf die Platten für waagerechte und $U_2 \sin \varphi$ auf die Platten für senkrechte Ablenkung gibt.

Eine Schaltung, die direkt die Spannung $U_2 \sin \varphi$ anzeigt, ist nicht bekannt; es werden deswegen zwei gleiche Diodenbrücken verwendet, und vor die eine Brücke wird ein Vierpol geschaltet, der die Spannung U_1 um 90° dreht.

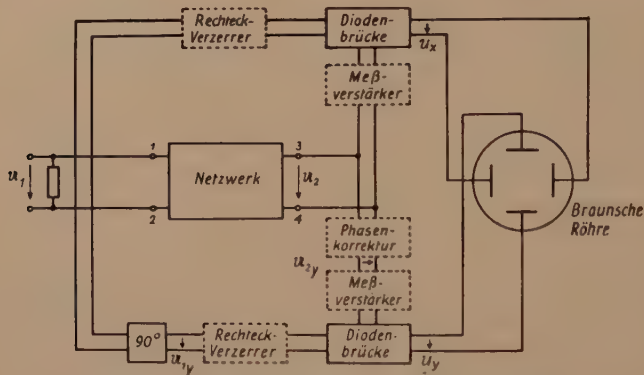


Abb. 1. Das Blockschaltbild des Ortskurvenschreibers

Der Ortskurvenschreiber kann ebenso zur Messung von Zweipolen verwendet werden, indem man entweder den Zweipol \mathfrak{Z} an die Klemmen 1 und 3, und einen kleinen Meßwiderstand an 3 und 4 anschließt, wenn man den Zweipol mit konstanter Spannung betreiben will, oder aber, indem man \mathfrak{Z} an 3 und 4, und einen großen Meßwiderstand an 1 und 3 anschließt, wenn der Strom konstant bleiben soll.

III. Die Ausführung der Schaltung

Die vollständige Schaltung einer der beiden — genau gleichen — Diodenbrücken mit Endverstärker und Braunscher Röhre ist in Abb. 2 dargestellt.

Die Gln. (3) und (4) stellen eine Näherungslösung dar. Sie gelten jedoch exakt, wenn die Spannung u_1 senkrechte Nulldurchgänge hat, wie sie z. B. durch eine Rechteckspannung verwirklicht werden. Dann öffnen bzw. schließen die Dioden, unabhängig von der Meßspannung U_2 , stets bei 0° bzw. 180° einer Periode. Außerdem liefert u_1 die Gittervorspannung des Endverstärkers und soll daher möglichst konstant sein. Aus diesen Gründen wurde die Spannung u_1 der Diodenbrücke über einen Rechteckverzerrer als Rechteckspannung zugeführt. Bei der Bemessung der RC-Glieder nach dem Gleichrichter ist zu beachten, daß sie den Mittelwert der gleichgerichteten Spannung bilden müssen. Dieser Mittelwert ist im allgemeinen frequenzabhängig, der Fehler kann aber durch geeignete Bemessung klein gehalten werden ($\approx 0,1\%$).

Die Rechteckverzerrer (Abb. 1) enthalten zwei Verstärkerröhren mit Gleichrichterbegrenzung; zu beachten ist lediglich, daß die Nulldurchgänge der Spannung bei 0° und 180° der Periode erhalten bleiben.

Die Meßverstärker sind einstufig, mit Phasenumkehr und symmetrischem Ausgang. Die Verstärkungumschaltung erfolgt durch Veränderung der Gegenkopplung an der Katode im Verhältnis 1 : 33. Dadurch kann der Punkt auf dem Schirm der Braunschen Röhre noch voll ausgelenkt werden bei einer Meßspannung $U_2 = 0,3 \text{ V}$ ($U_1 = 10 \text{ V}$). Die vorgeschaltete Phasenumkehreröhre erlaubt einen sehr hohen Eingangswiderstand, so daß auch leerlaufende Vierpole richtig gemessen werden können.

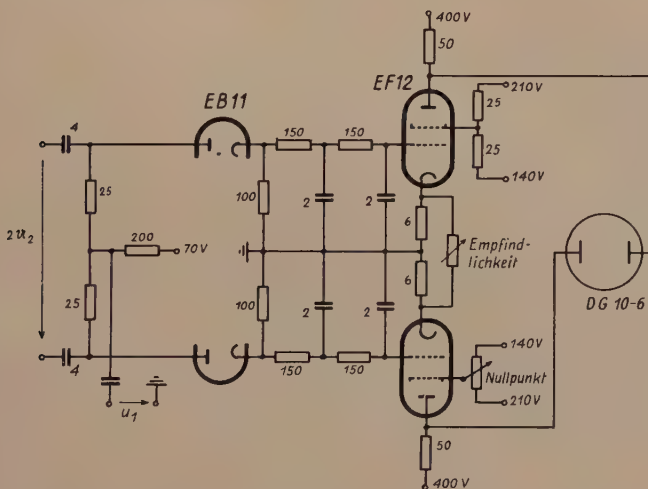


Abb. 2. Die Diodenbrücke mit Endverstärker und Braunscher Röhre (Werte in $k\Omega$ bzw. μF)

IV. Die 90° -Schaltung

Für eine Frequenz lassen sich Schaltungen, die zwischen zwei elektrischen Größen einen bestimmten Winkel herstellen, leicht berechnen. Wird jedoch ein konstanter Winkel und Betrag über ein größeres Frequenzband verlangt, so stößt man auf grundsätzliche Schwierigkeiten, weil sich Phasenwinkel nur mit Kondensatoren oder Spulen herstellen lassen, deren komplexer Widerstand sich mit der Frequenz nach Betrag und Phase ändert. Es lassen sich deshalb nur Näherungslösungen angeben. Auf Grund eingehender Untersuchungen, über die im Abschnitt VI noch kurz berichtet werden soll, wurde für den Ortskurvenschreiber eine 90° -Schaltung nach Abb. 3 verwendet.

Die Wirkungsweise der 90° -Schaltung: Zur Phasendrehung wird ein CR-Glied benutzt, das aus dem Kondensator C und dem Thermistor Th (Type Stantel A 5513) mit dem veränderbaren Widerstand R_{Th} gebildet wird. In der Ersatzschaltung Abb. 3b liegen der Innenwiderstand R_i der Röhre, der Gitterwiderstand R_g der nächsten Stufe und L_{Th} parallel zum Thermistorwiderstand R_{Th} , so daß C verlustfrei ist. Die Parallelinduktivität L_{Th} ($\approx 4000 \text{ H}$) kennzeichnet die Wärmeträgheit des Thermistors [3], [4]. Die Regelröhre ECH4 liefert nur den Gleich-

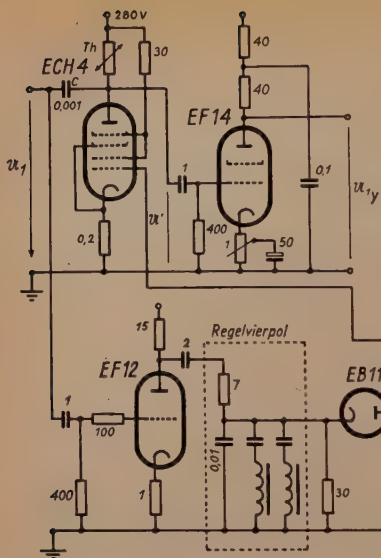
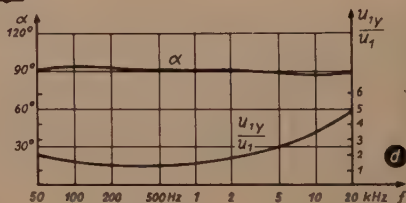
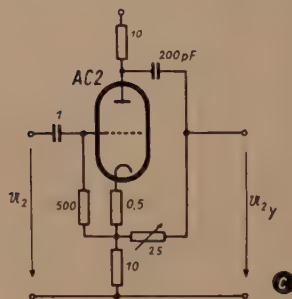


Abb. 3a. Die 90°-Schaltung
Abb. 3b. Ersatzschaltbild der Thermistorstufe

Abb. 3c. Phasenkorrektur-Glied

Abb. 3d. Meßergebnisse mit der 90°-Schaltung ($U_1 = 10 \text{ V}$)



strom zur direkten Heizung des Thermistors, der Wechselstrom ist dagegen klein, so daß er zur Heizung nicht beiträgt. Die Schaltung ist nun so bemessen, daß bei 50 Hz der Winkel $\alpha = 90^\circ$ wird. Für α gilt, abgesehen von den Korrekturgliedern,

$$\tan \alpha = \frac{1}{\omega C R_{Th}}$$

Damit der Winkel und auch der Betrag konstant bleiben, muß R_{Th} mit steigender Frequenz abnehmen. Dies besorgt der Regelvierpol, der im wesentlichen aus einem RC-Glied besteht und damit als Tiefpaß wirkt. Er wird über eine Trennröhre EF 12 gespeist und liefert über den Gleichrichter die negative Gittervorspannung U_g . Mit steigender Frequenz wird U_g weniger negativ, so daß der Röhrenstrom zunimmt und damit R_{Th} abnimmt, wie gewünscht. Für die richtige Arbeitsweise der Regelschaltung muß die Eingangsspannung der 90°-Schaltung konstant gehalten werden (bei der angegebenen Bemessung 10 V). Der Thermistor bekommt bei seinem größten Widerstandswert (bei 50 Hz) bereits einen Vorstrom, der einer Eigentemperatur von etwa 35°C entspricht; dadurch wird hinreichende Unabhängigkeit von der Umgebungstemperatur erreicht.

Die Ergebnisse sind in Abb. 3d dargestellt. Der Phasenverlauf mit $\alpha = 90^\circ \pm 4^\circ$ wurde an der Schaltung Abb. 3a mit Phasenkorrekturglied nach Abb. 3c ge-

messen. Dieses Phasenkorrekturglied, das vor dem Meßverstärker (Abb. 1) liegt, ist ein Röhren-Allpaß [5], [6], der die Aufgabe hat, die Phasendrehungen infolge der Schaltkapazitäten der 90° -Schaltung zu kompensieren. Ohne diesen Allpaß war die Toleranz von $\pm 4^\circ$ nur im Bereich von 50 Hz ... 10 kHz zu erreichen. Die RC-Kombinationen an der EF 14 (Abb. 3a) dienen zur Phasenjustierung bei 50 Hz, mit den beiden Reihenschwingkreisen im Regelvierpol ($\omega_0 = 900$ Hz bzw. 6 kHz) wurde die Phase im mittleren Frequenzbereich eingestellt.

Bezüglich der theoretischen Erklärungen dieser Maßnahmen muß wegen Raummangels auf die Originalarbeit verwiesen werden. Der Betrag schwankt



Abb. 4. Seitenansicht des Ortskurvenschreibers, ohne Haube

im ganzen Bereich etwa im Verhältnis 1 : 5, was für den vorliegenden Zweck vollkommen ausreichend war. Die Betragsänderung läßt sich kleiner halten, wenn man für die Phase eine größere Toleranz zuläßt oder den Frequenzbereich verkleinert.

V. Anwendungsbeispiele und Ergebnisse

Abb. 4 zeigt das vollständige Gerät. Beim konstruktiven Aufbau wurden die je zwei Diodenbrücken, Meßverstärker und Rechteck-Verzerrer identisch ausgeführt, um die Phasenfehler klein zu halten. Die Betriebsspannungen der einzelnen Stufen müssen gut entkoppelt sein.

Abb. 5 bis 7 zeigen einige Anwendungsbeispiele. Mit Hilfe einer Rolleicord-Kamera, die vor der Braunschen Röhre eingehängt werden kann, können die Punkte der Ortskurve gleichzeitig beobachtet und fotografiert werden. Ortskurven bei stetig veränderter Frequenz lassen sich gut beobachten, wenn man den ganzen Frequenzbereich in 10 ... 20 s durchläuft; bei schnellen Frequenzänderungen können der Thermistor und die Gleichrichterglieder nicht folgen. Bei fotografischen Aufnahmen ist die punktweise Einstellung wegen der größeren Genauigkeit und der Bezifferung der Ortskurve zweckmäßiger.

Abb. 5 zeigt die Aufnahme der Ortskurve eines gedämpften zweistufigen Allpasses im Bereich von 50 Hz ... 20 kHz. Um die Meßergebnisse gut auswerten zu



Abb. 5. Ortskurve U_2/U_1 eines gedämpften Röhren-Allpasses und $U_2 = 3\text{ V}$ (gestrichelt), ($U_1 = 10\text{ V}$)



Abb. 6. Ortskurve U_2/U_1 einer 4-kHz-Sperre in den Meßbereichen $U_2 = 10\text{ V}$ (ausgezogen)

können, ist am Gerät ein Schalter angebracht, der die Eichmarken 0;0, zwei Punkte für die x- und y-Achse und den Punkt + 1;0 (auf dem Bilde ganz rechts) einstellt. Dieser Punkt bezeichnet die Spannungen $U_2 = 10\text{ V}$; 3 V ; 1 V ; $0,3\text{ V}$, je nach dem eingestellten Meßbereich. Eine Eichschaltung gestattet außerdem, das Gerät bei den Eichmarken zu justieren.

Abb.6 zeigt die Ortskurve einer 4-kHz-Sperre, und zwar im Meßbereich $U_2 = 10\text{ V}$ und $U_2 = 3\text{ V}$ ($U_1 = 10\text{ V}$) auf einer Platte. Hier sind das Achsenkreuz, die Verbindungslinien der einzelnen Punkte sowie einige Frequenzwerte nachträglich eingezeichnet.

Abb.7 zeigt die Ortskurve eines 1-kW-Drehstrom-Drehreglers für 50 Hz. Da die Frequenz konstant ist, konnte der Kreis in etwa 8 s durchlaufen werden.

VI. Andere 90°-Schaltungen

Von einer brauchbaren 90°-Schaltung muß gefordert werden, daß

1. der Winkel zwischen zwei Spannungen U_1 und U_2 ,
 2. die Übersetzung U_2/U_1 , also das Verhältnis der beiden Beträge
- in einem größeren Frequenzbereich, etwa 1 : 100, angenähert konstant bleiben. Wegen der bereits geschilderten Schwierigkeiten stellen alle bisher bekanntgewordenen 90°-Schaltungen nur Näherungs- oder Behelfslösungen dar, von denen man für die jeweils gewünschte Anwendung die zweckmäßigste Methode auswählen muß. Um diese Auswahl zu erleichtern, soll noch kurz über die Unter-



Abb. 7. Ortskurve U_2/U_1 eines Drehstrom-Drehreglers

quenz gegen 90° . Die Betragsforderung wird jedoch nicht erfüllt, da die Übersetzung U_2/U_1 umgekehrt proportional zur Frequenz verläuft, also bei einem Frequenzbereich von 1 : 100 im Verhältnis 1 : 100 abnimmt.

2. Allgemeine passive Vierpole. Von diesen bekannten Eigenschaften der RC-Schaltung ausgehend, wurden für den genannten Frequenzbereich verschiedene zweckmäßige Winkelfunktionen 3., 4. und 5. Grades vorgegeben und mit Hilfe der Netzwerktheorie [7], [8] der dazugehörige Verlauf der Übersetzung berechnet. Es zeigte sich in allen Fällen, daß man zwar die Übersetzung absolut größer machen kann als beim RC-Glied, daß sie sich jedoch in dem Frequenzbereich noch stärker ändert, nämlich etwa im Verhältnis 1 : 120 bis 1 : 150.

3. Allpaß-Ketten. Legt man die Eingänge von zwei Allpaß-Ketten an dieselbe Generatorspannung, so erhält man bei geeigneter Bemessung an ihren Ausgängen zwei Spannungen, die in einem gewissen Bereich eine Winkeldifferenz von 90° einschließen, obwohl jede der beiden Spannungen gegenüber der Generatorspannung in der Phase dreht. Die ausführliche Literatur erübrigt eine nähere Darstellung [5], [6], [9].

4. Frequenzumsetzung. Dieses Verfahren geht von der Tatsache aus, daß bei der Modulation die Phasenwinkel des Trägers und der Modulierspannungen unverändert in die Seitenbänder übergehen [10], [11], [12]. Unter Verwendung eines Hilfsgenerators für die Frequenz f_0 und eines Generators für die Frequenz $f_0 + f_1$ (f_0 = konstante Trägerfrequenz, f_1 = gewünschte veränderbare Frequenz) kann man dabei wieder zwei Spannungen der Frequenz f_1 erhalten, die einen Winkel von annähernd 90° einschließen, wobei die 90° -Schaltung nur mit der festen Frequenz f_0 arbeitet.

Das allgemeinere Verfahren, eine Spannung der veränderbaren Frequenz f_1 direkt um 90° zu drehen, ist mit Hilfe der Modulation theoretisch auch möglich [10], [11], praktisch jedoch wegen der extremen Anforderungen an die dabei notwendigen Filter nicht brauchbar.

5. Blind- oder Wirkwiderstandsröhre. In der Reihenschaltung aus

suchungen berichtet werden, die im Rahmen dieser Arbeit über einige Möglichkeiten zur Erzeugung von 90° Phasenverschiebung durchgeführt wurden. Dabei sollen auch die Verfahren erwähnt werden, die den obigen Forderungen nicht genügen oder für den beschriebenen Ortskurvenschreiber nicht geeignet sind, da sie vielleicht für andere Anwendungen als Hinweis dienen können.

1. Die RC-Schaltung. Den bekannten Spannungsteiler aus R und C kann man leicht so bemessen, daß z. B. die Kondensatorspannung U_2 der Gesamtspannung U_1 an der unteren Frequenzgrenze um 85° nacheilt. Dann geht der Winkel mit steigender Fre-

R und C kann man die Blindwiderstandsröhre als veränderbare Kapazität benützen [11], [13], Abb. 8.

Im ganzen Frequenzbereich muß gelten:

$$\text{für die Blindwiderstandsröhre: } R_1 \ll \frac{1}{\omega C_1},$$

$$\text{für die } 90^\circ\text{-Schaltung: } R \gg \frac{1}{\omega C}.$$

Die beiden Bedingungen sind verknüpft durch die Gleichung für die von der Röhre dargestellten Kapazität

$$C = C_1 (1 + R_1 S),$$

die mit Hilfe der Steilheit S geregelt werden kann. Bei einer brauchbaren Bemessung ergeben diese Bedingungen einen sehr kleinen Frequenzbereich, etwa bis 1 : 3. Ein Tausch von R und C gestattet einen größeren Bereich, jedoch hat man dann Potentialschwierigkeiten, so daß die Schaltung den anderen Regelschaltungen unterlegen ist.

Man erhält eine regelbare Wirkwiderstandsröhre, wenn man $R_1 \gg \frac{1}{\omega C_1}$ macht, also umgekehrt wie vorher [14]. Es gilt analog das gleiche wie für die Blindwiderstandsröhre.

6. Verstärkungsregelung. In einer Versuchsschaltung ähnlich der Abb. 3a wurden die 90° durch ein CR-Glied erzeugt; die Widerstandsspannung wurde auf das 3. Gitter der ECH 4 gegeben, während am 1. Gitter die Steilheit und damit die Verstärkung analog Abb. 3a frequenzabhängig geregelt wurde. Im Gegensatz zur Blindwiderstandsröhre hat man hier den Vorteil, daß die geregelte Größe V der Steilheit direkt proportional ist gemäß $V = -SR_{a1}$; außerdem können hier die 90° unabhängig von der Röhre erzeugt werden, so daß der Regelbereich durch keine Bemessungsvorschrift eingeengt wird. Diese Methode lieferte ähnliche Ergebnisse wie die vorn beschriebene Thermistorregelung, erfordert aber bei dem gleichen Frequenzbereich einen größeren Aufwand an Verstärkung, Siebung der Regelspannung und der Betriebsspannungen; außerdem Gleichstromheizung der Mischröhre.

VII. Andere Ortskurvenschreiber

Zum Schluß seien noch einige Literaturstellen über andere, ausgeführte Ortskurvenschreiber, deren Frequenzbereich und Prinzip der 90° -Schaltung zitiert:

Literatur	Frequenzbereich	90° -Schaltung
[15]	50 Hz ... 5 kHz	Allpaß-Ketten
[16]	500 Hz ... 30 kHz	Frequenzumsetzung
[17]	50 Hz ... 10 kHz	"
[18]	10 kHz ... 500 kHz	"
[19]	100 Hz ... 15 kHz	Mechanische Regelung

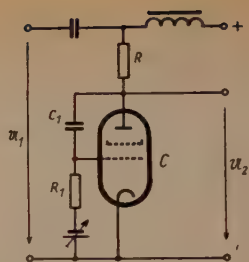


Abb. 8. 90° -Schaltung mit Blindwiderstandsröhre

VIII. Zusammenfassung

Eine Meßeinrichtung zur direkten Aufzeichnung von Ortskurven wird beschrieben. Wegen der grundsätzlichen Schwierigkeiten bei der Erzeugung von 90°-Phasenverschiebung wird die gewählte Schaltung eingehend erläutert; andere Möglichkeiten werden erwähnt. Abschließend werden einige aus der Literatur bekanntgewordene Ortskurvenschreiber zitiert.

Daten des Ortskurvenschreibers:

Messung von Zweipolen und Vierpolen

Eingangsspannung: 10 V ... 220 V

Ausgangsspannung des Prüflings: 10 V, und mit Verstärkungsregelung bis 0,3 V, jeweils für volle Auslenkung auf der Braunschen Röhre

Frequenzbereich: 50 Hz ... 20 kHz

Meßunsicherheit: Betrag $\pm 4\%$, Winkel $\pm 5^\circ$, für die ganze Ebene

Netzanschluß 220 V, augen. Leistung etwa 240 VA

Außere Abmessungen: 40 × 40 × 65 cm.

Für die Aufgabenstellung, die Unterstützung und besonders für die zahlreichen Hinweise möchte ich auch an dieser Stelle Herrn Prof. Bader herzlich danken.

Literatur:

- [1] Carsten, H. und Walter, C. H., „Über ein Gerät zur Aufzeichnung von Kapazitätsänderungen und dessen Anwendung bei der Überwachung der Gummi-Industrie“, Siemens-Zeitschrift, 11 [1931], S. 156 ... 161.
- [2] Walter, C. H., „Über eine neue Gleichrichter-Meßanordnung“, Z. f. Techn. Physik, 13 [1932], S. 363 ... 367.
- [3] Becker, J. A., Green C. B. und Pearson, G. L., „Properties and uses of Thermistors“, Bell System, 26 [1947], S. 170 ... 212, Referat.
- [4] Smith, O. J. M., „Thermistor Dynamic Characteristics“, The Review of Scientific Instruments, 21 [1950], S. 351 ... 355.
- [5] Dome, R. B., „Wideband Phase Shift Networks“, Electronics [Dez. 1946], S. 112 ... 115.
- [6] Gruhle, W., „Breitband-Phasenschieber“, FUNK UND TON, 6 [1952], S. 235 ... 238.
- [7] Bader, W., Vorlesungen an der Technischen Hochschule Stuttgart über „Elektrische Netzwerke vorgeschriebener Eigenschaften“.
- [8] Bader, W., „Polynomvierpole vorgeschriebener Frequenzabhängigkeit“, Archiv f. Elektrot., 34 [1940], S. 181 ... 209.
- [9] Darlington, S., „Realization of a constant Phase Difference“, Bell System, 29 [1950], S. 94 ... 104.
- [10] Prokott, E., „Modulation in der elektrischen Nachrichtentechnik“, Leipzig [1943].
- [11] Vilbig, F., „Lehrbuch der Hochfrequenztechnik“, Bd. II, Leipzig [1945].
- [12] Grösser, W., „Mehrfache elektrische Schwingungserzeuger mit bequemer Regulierung der gemeinsamen Frequenz und der gegenseitigen Phase und Amplitude“, Wiss. Veröff. a. d. Siemens-Konzern, 8 [1929/30], S. 14 ... 21.
- [13] Feldtkeller, R., „Spannungsgesteuerte Scheinwiderstände“, T. F. T., 27 [1938], S. 205 ... 210.
- [14] Klemt, A., „Die gekoppelte Röhre als steuerbarer Wirkwiderstand“, FUNK UND TON, 6 [1950], S. 293 ... 297.
- [15] SULZER, P. G., „Vector Voltage Meter“, Electronics [Juni 1949], S. 107 ... 109.
- [16] Peterson, E., Kreer, J. G. und Ware, L. A., „Regeneration Theory and Equipment“, Bell System, 13 [1934], S. 680 ... 700.
- [17] Schäfer, O. und Eberhardt, H., „Ein Ortskurvenschreiber für den Tonfrequenzbereich“, A. E. U., 5 [1951], S. 377 ... 382.
- [18] Werthen, H. und Nilsson, B., „An automatic Impedance Meter“, Transactions of the Royal Institute of Technologie, Stockholm, 8 [1947].
- [19] Meyer, E. und Tamm, K., „Ein Gerät zur Aufzeichnung von Scheinwiderständen im Tonfrequenzbereich“, Schweizer. P. T. T. [1949], S. 164 ff.

Die neuen CCIR-Beschlüsse

Siebenter Teil:

Studiengruppe Nr. 10: Rundfunk, einschließlich Einseitenbandrundfunk

(Fortsetzung aus FUNK UND TON 7 [1953], Heft 7, S. 369 u. f.)

Empfehlung Nr. 8: Richtantennen für Kurzwellen-Rundfunkanlagen.

Eine einfache senkrechte Antenne hat bei normalen Ausbreitungsverhältnissen ein kreisförmiges Strahlungsdiagramm. Es ist aber oft erforderlich, daß die Wellen nur in eine ganz bestimmte Richtung ausgestrahlt bzw. daß nur Wellen empfangen werden, die aus einer ganz bestimmten Richtung kommen. Dadurch ergeben sich folgende Vorteile:

1. Erzielung einer gewissen Geheimhaltung der zu übertragenden Nachricht.
2. Wirtschaftlicher Betrieb des Senders, da die gesamte Strahlungsenergie in Richtung zur Empfangsstation gebündelt ist, weshalb bei den Sendern an Leistung gespart werden kann.
3. Frequenzeinsparung, da auch in anderen Richtungen mit der gleichen Welle gearbeitet werden kann, ohne daß eine gegenseitige störende Beeinflussung stattfindet.
4. Verbesserung der Zeichenwiedergabe bei Empfang in der Nähe des Gegenpols.
5. Erzielung eines größeren Störabstandes, da durch die Bündelung bei gleichen Senderleistungen wie bei ungerichteten Sendern die Feldstärke am Empfangsort im Vergleich zu den Störfeldstärken vergrößert wird.
6. Ermöglichung einer Peilung.

Bei Rundfunkantennen wird die Richtwirkung dadurch erzielt, daß man eine Reflektorantenne in einem geeigneten Abstand von der Hauptantenne anordnet. Die Speisung der Reflektorantenne kann entweder durch besondere Energieleitungen vom Sender aus oder unmittelbar durch Strahlungskopplung der Reflektorantenne mit der Hauptantenne erfolgen. Die allgemeinen Eigenschaften der beim Rundfunk verwendeten Richtantennensysteme waren Gegenstand einer gründlichen Untersuchung, bei der man von theoretischen Gesichtspunkten ausging. Man ließ dann praktische Versuche über den erzielten Wirkungsgrad durch verschiedene Verwaltungen durchführen. Mit einer entsprechend angeordneten Antenne¹⁾ läßt sich die in der nicht gewünschten Richtung ausgestrahlte Leistung auf einen Bruchteil der in der gewünschten Richtung ausgestrahlten Leistung bringen. Es sind Versuche zur Bestimmung der Empfangsbedingungen bei entfernten und außerhalb der gewünschten Strahlungsrichtung gelegenen Punkten durchgeführt worden. Diese Versuche haben ergeben, daß an diesen Stellen das Feld oft größer war als man erwartet hatte. Diese abweichenden Werte stammen wahrscheinlich von einem Feld, das die Resultierende aus dem direkten Strahl in einer bestimmten Richtung und der indirekten Strahlung darstellt, die sich aus der Zerstreuung des Hauptstrahlbündels nach der Reflexion ergibt. Es wird wohl zweckmäßig sein, die in den unerwünschten Richtungen ausgestrahlte Leistung herabzusetzen, wobei besonders an die Richtungen gedacht ist, die den Nebenmaxima eines schärfer bündelnden Antennensystems entsprechen.

In Stockholm 1948 war daher die Frage gestellt worden: Welches sind die Verfahren, durch die man die Bildung starker Nebenmaxima vermeiden kann, be-

¹⁾ Siehe z. B. H. Page: „Mesures de rendement effectuées sur des dispositifs d'antenne d'émission à dipôles horizontaux“, J.I.E.E., Bd. 92, Teil III, Nr. 13, Juni [1945].

sonders wenn die Richtantennenanlagen unsymmetrisch gespeist werden, um den Hauptstrahl zu schwenken?

Die Bildung starker Nebenmaxima kann durch Mehrfachspeisung und durch geeignete Stromverteilung vermieden werden. Mit Hilfe dieser Maßnahmen ist es theoretisch möglich, die Nebenmaxima für einen begrenzten Drehwinkel des Hauptstrahles klein zu halten, wobei die Betriebsfrequenz von der Sollfrequenz des Antennensystems nicht allzusehr abweichen soll. Im praktischen Betrieb soll für die Störungsberechnung die Feldstärke der Nebenstrahlen bei einer Entfernung von einem Kilometer für ein Kilowatt Antennenleistung unter 222 mV/m liegen.

Die zehnte Studiengruppe beschloß die Veröffentlichung von Antennenstrahlungsdiagrammen.

Außerdem wurden zwei Definitionen neu verfaßt:

1. Gewinn einer Antenne²⁾

Der Gewinn einer Antenne in einer gegebenen Richtung wird als das Verhältnis der Strahlungsleistung in dieser Richtung zu der maximalen Strahlungsleistung eines idealen, im freien Raum sich befindenden Halbwellendipoles definiert, wobei beiden Antennen die gleiche Leistung zugeführt wird. Wird der Gewinn einer Antenne durch Messung ermittelt, so sollen die Messungen in einer Entfernung von dem zehnfachen Betrag der größten Abmessung der Antenne gemacht werden, die Entfernung soll auf keinen Fall kleiner als zehn Wellenlängen sein.

2. Richtfaktor einer Antenne²⁾

Der Richtfaktor einer Antenne ist das Verhältnis aus den Leistungen, die einem idealen Halbwellendipol und der betreffenden Antenne zugeführt worden sind, um bei einer bestimmten Entfernung in der gewünschten Richtung der Richtantenne gleiche Feldstärken zu erhalten.

Bei der Durchführung der Messungen soll die ideale Halbwellen-Dipolantenne so orientiert sein, daß die Polarisationsrichtungen parallel verlaufen und daß die Mittelebene der Dipolantenne mit der gewünschten Richtung der Richtantenne zusammenfällt.

Bemerkung

Die in der Definition angegebene „bestimmte Entfernung“ soll so sein, daß sie mindestens den zehnfachen Betrag der größten Abmessung der Antenne ausmacht, aber auf keinen Fall kleiner als zehn Wellenlängen ist.

Empfehlung Nr. 81: Tonaufzeichnung für den zwischenstaatlichen Programmaustausch.

Zwischen der V. und VI. Vollversammlung des CCIR haben die Verwaltungen von

Belgien	Indien	Niederlande
Dänemark	Italien	Norwegen
Frankreich	Kanada	Osterreich
Großbritannien	Neuseeland	Schweden
		Schweiz

dem CCIR folgende Frage zur Erörterung vorgelegt:

Welche Verfahren können für die Tonaufzeichnung vorgeschlagen werden, um den zwischenstaatlichen Austausch von aufgenommenen Programmen zwischen

²⁾ Siehe auch die Definition in Teil 3 FUNK UND TON 7 [1953], H. 1, S. 36.

den Rundfunkgesellschaften zu fördern? Welche technischen Normen sollen für diese Verfahren aufgestellt werden?

Es werden zwei Verfahren empfohlen. Die Tonaufzeichnung für den zwischenstaatlichen Programmaustausch soll entweder mit Schallplatten oder mit Magnettonband durchgeführt werden.

Die Schallplatten sollen folgende Normen einhalten:

1. Umdrehungsgeschwindigkeit:
 - a) $78 \pm 0,7\%$ Umdrehungen pro Minute
 - a) $33\frac{1}{3} \pm 0,5\%$ Umdrehungen pro Minute
2. Umdrehungsrichtung der Platten: Uhrzeigersinn
3. Schnitttrichtung: von außen nach innen
4. Beschaffenheit der Platte: Lackfolien oder gepreßte Platten
5. Maximaler Sollwert für den Plattendurchmesser:
für $33\frac{1}{3}$ Umdrehungen pro Minute 406 mm,
für 78 Umdrehungen pro Minute 305 mm
6. Maximale Zahl der Rillen (Vertiefungen) pro Länge:
für beide Umdrehungsgeschwindigkeiten 50 je cm
7. Durchmesser des Mitteloches: $7,24 \begin{smallmatrix} -0 \\ +0,05 \end{smallmatrix}$ mm
8. Kleinster Durchmesser der Schallaufzeichnungsoberfläche:
für 78 Umdrehungen pro Minute: 95 mm
für $33\frac{1}{3}$ Umdrehungen pro Minute: 190 mm
9. Leerlaufende Vertiefungen an Anfang: mindestens 2, höchstens 4
10. Leerlaufende Vertiefungen am Ende: mindestens 2, höchstens 4
11. Rillenprofil:
Größter Krümmungsradius am Grund der Rille: 0,038 mm
Breite der Rille: mindestens 0,1 mm
Öffnungswinkel der Rille: 80° bis 90°
11. Beschriftung:
Rundfunkgesellschaft
Programmtitel
Plattennummer
Gesamtzahl der Platten für die Sendung
Bestellnummer
Gesamtspieldauer
Umdrehungsgeschwindigkeit

Die Magnettonbänder sollen folgenden Normen genügen:

1. Bandgeschwindigkeit:
Normale Geschwindigkeit³⁾ $76,2 \text{ cm/s} \pm 0,5\%$
 $38,1 \text{ cm/s} \pm 0,5\%$
Geschwindigkeit in Ausnahmefällen⁴⁾: $19,05 \text{ cm/s} \pm 0,5\%$
2. Wicklungssinn:
Obwohl die Art der Bandaufwicklung nicht festgelegt ist, wird trotzdem empfohlen, daß die Hersteller der Magnettonbänder entlang der ganzen Länge auf der Rückseite eines bespielten Bandes Marken anbringen. An den Anfang des Bandes soll ein weißer Streifen kommen, der wenigstens die Nummer des Bandes und die Bestellnummer des Programmes auf der bespielten Seite angibt.
Das Band soll so aufgewickelt werden, daß es während der Spieldauer im umgekehrten Uhrzeigersinn abläuft⁵⁾.
3. Breite des Bandes: $6,35 \begin{smallmatrix} +0 \\ -0,15 \end{smallmatrix}$ mm
4. Zulässige, ausgeübte Zugkraft auf das Band: maximal 1 kp
5. Spulenkern:
Zwei verschiedene Spulenkerns sind für den zwischenstaatlichen Programmaustausch zugelassen. Die eine Art wird in Europa verwendet, die andere in den Vereinigten Staaten von Amerika.

³⁾ Die normalen Geschwindigkeiten sind für zwischenstaatlichen Programmaustausch zugelassen worden, es ist aber anzunehmen, daß in Zukunft nur noch 38,1 cm/s verwendet wird.

⁴⁾ Die Geschwindigkeit für Ausnahmefälle darf nur nach vorheriger Vereinbarung zwischen den Rundfunkgesellschaften, die den Programmaustausch vornehmen, benützt werden.

⁵⁾ Da der Ablauf des Bandes von dem benutzten Gerät abhängt, müßte die Art des Vorführgerätes auch noch genormt werden.

Für die europäischen Normen beträgt der äußere Durchmesser des Spulenkernes 70 oder 100 mm, die Höhe $11 \begin{matrix} +0 \\ -0,2 \end{matrix}$ mm.

Der maximale äußere Durchmesser des aufgewickelten Bandes auf den Kern beträgt 290 mm.

6. Programmkennzeichnung:

Auf jedem Magnettonband sollen folgende Angaben stehen:

Rundfunkgesellschaft

Programmtitel

Bestellnummer

Gesamtzahl der Magnettonbänder für die Sendung

Nummer des Magnettonbandes

Gesamtspieldauer

Bandgeschwindigkeit

Die Bestellnummern und die Spulenummern sollen immer auf dem weißen Streifen (s. unter 2.) wiederholt angebracht werden, nach Möglichkeit auch auf den Kästen, in denen die Spulen liegen.

Über den Frequenzgang des Pegels konnte unter den Rundfunkgesellschaften ein Abkommen über die Normung dieser Eigenschaften nicht erzielt werden. Nach Überprüfung der eingereichten Vorschläge hat die zehnte Studiengruppe des CCIR eine mittlere Kurve für die Frequenzabhängigkeit des Pegels vorgeschlagen, die mit den zulässigen Toleranzen in der nebenstehenden Abb. 1 für Schallplatten wiedergegeben ist.

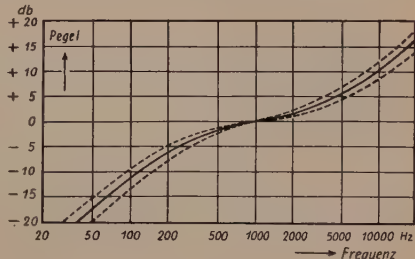
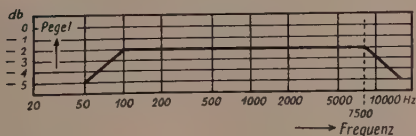


Abb. 1

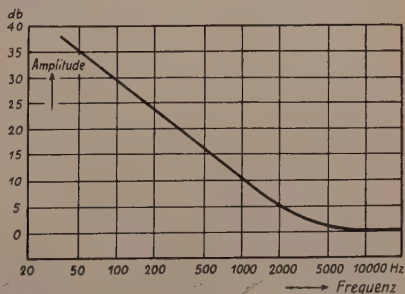
Für Magnettonbandaufzeichnung soll ein Verfahren angewendet werden, nach dem das Band auf einer Vorführeinrichtung vorgeführt wird, bei der die Frequenzen 100 Hz bis 7500 Hz übertragen werden, wie dies in Abb. 2 wiedergegeben ist. Verschiedene besonders wichtige technische Eigenschaften für die Tonaufzeichnung für den internationalen Programmaustausch konnten wegen Fehlens geeigneter Unterlagen nicht genormt werden. Es soll daher folgende Frage untersucht werden. Welche Eigenschaften soll man bei den Schallaufzeichnungsgeräten noch normen, wenn man den internationalen Programmaustausch zwischen den Rundfunkgesellschaften fördern will?

Das Studienprogramm Nr. 31 sieht folgende Untersuchungen vor:

- Bestimmung der Verfahren zur Messung der langsamen Geschwindigkeitsänderungen und des Vibrierens der Aufzeichnungsgeräte und Wiedergabegeräte für Schallplatten und Magnettonbänder unter Angabe der vorzuschlagenden Toleranzen.



Links: Die EMK des Abtastkopfes wird in einem Verstärker verstärkt, dessen Amplitudengang sich aus der Überlagerung zweier Kurven ergibt. Die eine Kurve nimmt mit einer Steilheit von 6 db/Oktave mit zunehmender Frequenz ab. Die andere Kurve ergibt sich aus der Parallelschaltung eines Widerstandes und eines Kondensators mit einer Zeitkonstante von $50 \mu s$, deren Scheinleitwert mit wachsender Frequenz stetig zunimmt



2. Fortsetzung der Untersuchungen für die Aufzeichnungs- und Wiedergabenadeln.
3. Untersuchung der besten Verfahren zur Überlappung der Programme, die mit $33\frac{1}{3}$ und 78 Umdrehungen je Minute aufgenommen werden.
4. Fortführung der Untersuchungen auf dem Gebiet der Schallaufzeichnung, damit die schon herausgegebenen Empfehlungen noch genauer formuliert werden können.

Kurzwellen-Empfang

Die Tagung des Weltrundfunkvereins für Kurzwellentechnik hat in Mexiko 1948 das Studium folgender Fragen empfohlen:

1. Unter welchen technischen Bedingungen ist es möglich, für die Übertragung des gleichen Programmes mehrere Frequenzen zu benutzen, um einen Empfangsbereich zu versorgen?
2. Welche Normen sollen für Kurzwellenempfänger aufgestellt werden, die bei der Ausarbeitung der Empfehlungen für Kurzwellensender benutzt werden können?
3. Welche Bandbreite für die Modulationsfrequenzen, welche Schwunderscheinungen und welche verschiedenen Verzerrungsarten sind bei der Beurteilung der subjektiven Empfangsgüte zu berücksichtigen?
Im Anschluß an diese Untersuchung soll das Problem für die Verbesserung der erforderlichen Schutzmaßnahmen in Angriff genommen werden, um die Schwunderscheinungen für kurze und lange Perioden zu berücksichtigen. Es wäre dann zu untersuchen:
 - a) der mittlere Pegel des erforderlichen Zeichens, um einen einwandfreien Empfang bei Vorhandensein von Geräuschen oder anderen Störungen, deren Pegel konstant sind, sicherzustellen;
 - b) der mittlere Pegel des erforderlichen Zeichens, um einen einwandfreien Empfang bei Vorhandensein von atmosphärischen Störungen sicherzustellen;
 - c) der erforderliche Abstand zwischen den mittleren Pegeln des Nutzzeichens und des Störzeichens.

CCIR empfiehlt, bei der Verwendung von Funkfrequenzen möglichst rationell vorzugehen. Deshalb soll ganz allgemein nur eine Frequenz für die Übertragung eines Programms in einer Empfangszone verwendet werden. Es können jedoch Fälle auftreten, in denen die Verwendung mehrerer Frequenzen für eine Übertragung zu rechtfertigen ist, um einen ununterbrochenen Empfang eines Programms in einer Empfangszone zu bestimmten Zeiten und über bestimmte Wege sicherzustellen. Treten solche Fälle auf, so sollen die Frequenzen in verschiedenen Bändern liegen. Auch kann der Fall eintreten, daß eine zu versorgende Empfangszone zu groß ist, so daß ein Sender mit nur einer Frequenz nicht ausreicht. In den meisten Fällen empfiehlt sich die Verwendung von Richtantennen, um einen ausreichenden Geräuschabstand zu erhalten. Dadurch wird die geographische Zone jedes Senders und die ihm zugeordnete Antenne in der Entfernung begrenzt. Es kann daher erforderlich sein, mehrere Sender und ihnen zugeordnete Antennen zu verwenden, um ein bestimmtes Empfangsgebiet zu versorgen. Im Augenblick ist es noch nicht möglich, festzustellen, ob eine einzige Frequenz einen einwandfreien Empfang ergibt. Deshalb sollen die Untersuchungen fortgeführt werden.

In einer Tabelle sind Sicherheitsfaktoren für den Schwund angegeben, die erforderlich sind, um einen bestimmten Störabstand für bestimmte Zeiten sicherzustellen.

Sicherheitsfaktoren für den Schwund:

	1	2	3	4
Störabstand	10 db	13 db	23 db	16 db
Geräuschabstand für atmosphärische Geräusche	6 db	16 db	22 db	17 db
Geräuschabstand für technische Geräusche	6 db	10 db	16 db	12 db

Spalte 1: kurzfristiger Schwund.

Spalte 2: langfristiger Schwund.

Spalte 3. Durch Addition der Werte von Spalte 1 und 2 entspricht dieser Wert dem gesamten Betrag der Schwankungen, der berücksichtigt werden muß.

Spalte 4. Zieht man die Quadratwurzel aus der Summe der Quadrate der Werte von Spalte 1 und 2, so entspricht Spalte 4 dem Gesamtbetrag der Schwankung, der berücksichtigt werden muß.
(wird fortgesetzt)

W. KRONJÄGER

DK 621.396.932.029.62

Übersicht über den UKW-Hafen-, Küsten- und Wasserstraßenfunkdienst unter besonderer Berücksichtigung von Gegenwartsfragen

Unter Verwendung der während des Krieges gesammelten Erfahrungen sind im Laufe der letzten Jahre in vielen Ländern verschiedene bewegliche Dienste im UKW-Bereich aufgebaut worden. Es handelt sich hierbei um Zweige des beweglichen Landfunkdienstes und des Hafen-, Küsten- und Wasserstraßenfunkdienstes. Nachstehend wird eine kurze Übersicht über den derzeitigen Entwicklungsstand des Hafen- und Wasserstraßenfunkdienstes gegeben, wobei die z. Z. vorliegenden Probleme besonders behandelt werden.

Stand und Entwicklungsaussichten des Hafenfunkdienstes

Der Hafenfunkdienst ist z. Z. in den wichtigsten Hafenstädten Hamburg, Bremen, Cuxhaven und Bremerhaven für die Nordsee und in Kiel für die Ostsee eingerichtet worden. Diese Netze sind zunächst als innerdeutsche Verkehrskreise aufgebaut. Mit dem öffentlichen Erprobungsbetrieb ist in Hamburg ab November 1951 und in Bremen ab April 1952 begonnen worden. Der Sprechfunkdienst, der im Ultrakurzwellenbereich auf Frequenzen zwischen 157 und 162 MHz abgewickelt wird, soll den Schiffen ermöglichen, ihren kommerziellen Verkehr mit den Teilnehmern des öffentlichen Fernsprechnetzes durchzuführen. Daher wird voller Gegensprechbetrieb (Duplex) verwendet, wobei die in abgehender und ankommender Richtung getrennten Funkwege über eine Gabel zusammengefaßt und an das zweidrätige Fernsprechnetzt angeschlossen sind. Der Betrieb wird z. Z. über eine Vermittlung abgewickelt. Ob und inwieweit es möglich sein wird, zu einem späteren Zeitpunkt zu einem Selbstwählbetrieb überzugehen, muß der Entwicklung vorbehalten bleiben. Die Frequenzpaare für eine Gegensprechverbindung liegen um 4,5 MHz auseinander, wobei die höheren Frequenzen jeweils der Landfunksendestelle zugeteilt sind. Die Kanalabstände betragen z. Z. noch 100 kHz, für die Zukunft sind 50 kHz vorgesehen. In den größeren Häfen kommen mehrere Kanäle zum Einsatz. Über die Zahl der Teilnehmer, die auf einem Kanal untergebracht werden kann, liegen noch keine ausreichenden Unterlagen vor; sie hängt ab von der zeitlichen Verkehrsverteilung und den tragbaren Wartezeiten.

Während die Landfunkstellen durch die DBP errichtet und betrieben werden, ist es die Angelegenheit der Teilnehmer, sich die Fahrzeugstationen selbst zu beschaffen. Es dürfen jedoch nur solche Anlagen zum Einsatz kommen, die typenmäßig durch die dafür zuständigen Stellen zugelassen sind.

Nachstehend seien kurz die wesentlichsten technischen Daten der Geräte angegeben.

Verwendet wird die Betriebsart F3, d. h. die Sender werden durch die Sprache frequenzmoduliert. Der maximale Frequenzhub beträgt 15 kHz. Die Leistung der festen Sender liegt zwischen 50 und 250 Watt, die der Fahrzeugsender zwischen 10 und 20 Watt. Die Oberwellenleistung der Sender soll dabei möglichst 60 db, mindestens aber 40 db, die Nebenwellenleistung möglichst 80 db, mindestens aber 60 db unter der Ausgangsleistung, bezogen auf die Nutzfrequenz, liegen. Die Frequenzkonstanz der Sender muß bei dem obigen Kanalabstand von 100 kHz besser als $5 \cdot 10^{-5}$ sein. Für die Zukunft sind voraussichtlich kleinere Kanalabstände, gegebenenfalls 50 kHz vorgesehen. Die Frequenzkonstanz müßte dann gleich oder besser als $2 \cdot 10^{-5}$ sein.

Die Empfänger haben eine Empfindlichkeit von $\leq 1 \mu V$ Eingangsspannung für einen Geräuschabstand von 20 db. Sie sollen eine Einrichtung zur Geräuschunterdrückung mit einstellbarem Ansprechwert besitzen. Die Antennen sind breitbandig ausgelegt, so daß jede Anlage mit nur einer Antenne betrieben zu werden braucht. Durch ein Filter verhindert man, daß bei gleichzeitigem Betrieb von Sender und Empfänger eine Einwirkung des Senders auf den Empfänger stattfindet.

Die Fahrzeuggeräte sind normalerweise als Mehrkanalgeräte ausgelegt, damit ein Verkehr innerhalb des gesamten Netzes möglich ist. Für jeden Kanal ist ein besonderer Quarz erforderlich.

Neben diesem innerdeutschen Netz wird künftig zur Ergänzung des Seefunkdienstes innerhalb der Hochseehäfen ein internationales UKW-Netz errichtet werden, das den Hochseeschiffen eine Sprechmöglichkeit im Hafen geben soll, wo die Benutzung der Funkanlagen auf anderen Frequenzbereichen untersagt ist. Bisher ist in Atlantic City lediglich die Frequenz 156,8 MHz für eine allgemeine Anruf- und Sicherheitswelle festgelegt worden. Weitere einheitliche Regelungen auf internationaler Ebene wären noch zu treffen. Dies gilt für die Festlegung von Frequenzen, der Modulations- und Betriebsart sowie der Kanal- und Frequenzabstände für Gegensprechen. Für die Region 2, d. s. insbesondere die USA, sind für diesen Dienst bereits als weitere Frequenzen 156,3 und 156,6 MHz sowie die Modulationsart FM festgelegt worden.

Seitens der Wasserstraßenverwaltungen ist ebenfalls beabsichtigt, im Laufe der nächsten Zeit Funknetze innerhalb der Häfen und an den Wasserstraßen zu errichten. Es handelt sich dabei einmal um ein Hafenbetriebsnetz, das neben innerbetrieblichen Zwecken der Abwicklung des Verkehrs der Hafenbehörden dient, und ein Radarführungsnetz, das rein navigatorischen Zwecken dient, und gestattet, Anweisungen von der den Häfen oder die Wasserstraßen kontrollierenden Radarstation an die Schiffe zu geben. Hierzu sollen die Lotsen mit tragbaren Geräten ausgerüstet werden.

Zusammenarbeit und Störungsverhinderung bei Bestehen mehrerer Netze nebeneinander

Wir haben also in Zukunft für das Gebiet des Hafens mehrere Netze zu berücksichtigen, die voneinander unabhängig sind, sich aber in ihren Aufgaben ergänzen. Bei dem Aufbau dieser Netze ist daher von vornherein darauf zu achten, daß die Teilnehmer des einen Netzes auch im Bedarfsfall über ein anderes Netz verkehren können, d. h. die Netze sind möglichst einheitlich aufzubauen bzw. aneinander anzupassen; andererseits müssen gegenseitige Störungen weitgehend vermieden werden. Die Anpassung erstreckt sich auf die Modulations- und Betriebsart sowie auf das Rufsystem; gegenseitige Störungen durch Kreuzmodulation usw. sind durch geeignete Maßnahmen beim Aufbau der Netze sowie durch entsprechende Anforderungen an die Leistungsfähigkeit der Geräte zu vermeiden. Nachstehend seien diese Fragen im einzelnen behandelt.

a) Anpassung bezüglich der Modulationsart (AM oder FM)

Bezüglich der Modulationsart ist unter Berücksichtigung der Entwicklung der entsprechenden Dienste in anderen Ländern folgendes zu sagen: Während für die Region 2 nach Atlantic City, d. s. insbesondere die USA, die Modulationsart FM für den Hafenfunkdienst festgelegt wurde, ist für Europa ein derartiges Abkommen noch nicht getroffen worden. Es wird auch schwierig sein, hier zu einer einheitlichen Lösung zu kommen, da bei den bereits errichteten innerstaatlichen Netzen sowohl AM als auch FM verwendet werden. Diese Schwierigkeiten lassen sich dann nur noch dadurch überbrücken, daß man Geräte einsetzt, bei denen die Empfänger sowohl für AM als auch FM ausgelegt worden sind. Diese Lösung scheint auch nach den Unterlagen über die letzte Außerordentliche Funkverwaltungs-konferenz in Genf, Herbst 1951, diejenige zu sein, die als die günstigste auf internationaler Ebene angesehen wird, da weder die Befürworter von FM noch von AM bisher gewillt waren, ihr Verfahren aufzugeben.

Technisch hieße es, bei einem FM-Empfänger den Begrenzer und Diskriminator zu überbrücken, um AM-Empfang zu haben; eine an sich nicht allzu schwer durchzuführende Aufgabe. AM-Empfänger müßten dagegen zusätzlich mit den entsprechenden FM-Einrichtungen versehen werden.

b) Betriebsart (Simplex- oder Duplexbetrieb)

Die Wahl der Betriebsart — Wechselsprech- (Simplex-) betrieb oder Gegensprech- (Duplex-) betrieb — hängt von dem Kreis der Verkehrsteilnehmer und der vorgesehenen Tendenz ab. So wird bei Fahrzeugverkehr untereinander der Simplex-Betrieb vorzuziehen sein, da er in einfachster Form eine Verkehrsmöglichkeit aller Teilnehmer untereinander bietet und durch das Mithören beider Richtungen ebenfalls eine größtmögliche Verbreitung einer Nachricht ergibt. Der Simplex-Verkehr setzt allerdings eine gewisse Sprechdisziplin beider Partner voraus. Duplex-Betrieb wird man überall dort wählen, wo eine Funkverbindung in das öffentliche Fernsprechnetz durchgeschaltet werden soll.

Von Bedeutung ist nun der Fall, bei dem ein Schiff sowohl Fahrzeugverkehr untereinander wünscht als auch am öffentlichen Dienst teilnehmen soll. Diese Art der Dienstabwicklung setzt die Möglichkeit voraus, daß die Anlagen sowohl im Simplex- als auch im Duplex-Betrieb eingesetzt werden können. Technisch gibt es hierbei folgende Möglichkeiten:

1. Verwendung eines kombinierten Gerätes für beide Betriebsarten. Hierbei kann entweder der Sender oder der Empfänger so ausgeführt sein, daß er einen Verkehr auf Frequenzen ermöglicht,

die um den Frequenzabstand der Gegensprechkanäle, also 4,5 MHz, nebeneinander liegen können. Gerätetechnisch heißt das die Umschaltung der HF-Stufen für den Empfänger bzw. der Schwingungskreise für den Sender. Auch die Antenne muß so breitbandig sein, daß sie diesen Frequenzbereich überbrückt. Da auf der Empfangsseite eine Fehlanpassung nicht so kritisch ist wie auf der Senderseite, ist es eventuell zweckmäßiger, bei der Fahrzeuganlage den Empfänger für den Empfang der Simplex- und Duplexfrequenz auszuliegen.

2. Die zweite Lösung liegt in der Verwendung zweier getrennter Geräte nebeneinander. Sie ist durch Verwendung normaler Typen am wirtschaftlichsten und dort vorzuziehen, wo es betrieblich erwünscht ist, beide Anlagen nebeneinander einzusetzen.

c) Das Rufsystem

Das Rufsystem ist so zu wählen, daß die Verbindung schnell und sicher hergestellt werden kann. Hierbei ist es allerdings von Bedeutung, ob die Tendenz einer möglichst großen Verbreitung der Nachricht vorliegt, wie es z. B. bei Not- und Havariefällen zum Herbeiholen von Hilfe erwünscht ist oder ob, wie vielfach im kommerziellen Verkehr, die Tendenz vorliegt, die übertragene Nachricht weitestgehend gegen ein unbeabsichtigtes Mithören zu sichern.

Ein Schiff kann vermittels Sprache oder durch bestimmte Signale angerufen werden. Rufen hat den großen Vorteil der Einfachheit. Der Nachteil dieses Systems liegt darin, daß auf dem Schiff eine Dauerwache erforderlich ist. Hierdurch liegt ein dauerndes Geräusch sowie das Mithören der Anrufe Dritter usw. vor, was besonders dann sehr unangenehm ist, wenn das Schiff auf andere akustische Signale zu achten hat, z. B. bei Nebel usw. Es kann auch nur ein Kanal überwacht werden.

Das Errufen durch Signale setzt eine Empfangseinrichtung voraus, die mit dem Funkempfänger verbunden wird. Sie darf nur ansprechen auf die Zeichen der zugehörigen Sendeeinrichtung, die über den Funksender ausgestrahlt werden. Das Eintreffen eines Rufes kann dann im Fahrzeug optisch oder akustisch bemerkbar gemacht werden.

Das Rufen der Teilnehmer vermittels der Sprache wird im innerdeutschen Hafenfunk nur als Übergangslösung gewählt. Zur Einleitung des Anrufs soll jedoch ein Rufton (1750 Hz) ausgesendet werden, wodurch der Anruf gegenüber laufenden Gesprächen klar hervorgehoben ist. Im internationalen Dienst dagegen wird man voraussichtlich die Sprache beibehalten und in Anlehnung an die Betriebsabwicklung beim Seefunkdienst das System der Anruf- und Arbeitswelle wählen, d. h. nach Herstellung der Verbindung auf der Anrufwelle wird der weitere Verkehr auf der Arbeitswelle abgewickelt.

Für den Endausbau des innerdeutschen Netzes ist der Einsatz eines Selektivrufsystems vorgesehen. Es hat zwei Aufgaben zu erfüllen: Einmal soll es verhindern, daß ein Gespräch von einem nicht sprechenden Teilnehmer mitgehört wird, indem während der Abwicklung eines Gesprächs die Anlagen aller anderen Teilnehmer gesperrt werden. Andererseits ist es mit seiner Hilfe möglich, einen bestimmten Teilnehmer allein zu rufen. Um Erfahrungen mit einer derartigen Einrichtung zu sammeln, ist ein solches System mit bis zu 45 Teilnehmern z. Z. in Hamburg im Einsatz. Es ist von der Firma Telefunken entwickelt und sei im folgenden kurz beschrieben:

Zum Errufen eines Teilnehmers werden zwei von insgesamt zehn Tonfrequenzen ausgesendet, die über Resonanzkreise auf der Fahrzeugseite ausgewählt werden. Das Verfahren arbeitet nach dem Ruhestromverfahren, d. h. der ortsfeste Sender sendet dauernd seinen mit einem Freizeichenton modulierten Träger aus, sofern nicht gesprochen wird. Jedes Schiff ist dann in der Lage, seinen Sender in Betrieb zu nehmen. Dieser Zustand ist beim Fahrzeug durch eine grüne Lampe gekennzeichnet. Durch Betätigen einer Handtaste nun sendet ein Fahrzeug, das ein Gespräch führen will, ein tonfrequentes Rufzeichen aus, wodurch die Anlagen der anderen Fahrzeuge gesperrt werden (gekennzeichnet durch Erlöschen der grünen Lampe). Von der Feststation wird dann die Verbindung hergestellt. In umgekehrter Richtung wird ein bestimmtes Schiff durch Aussendung des Doppeltonrufzeichens, entsprechend seiner Rufnummer, gewählt. Auf dem Schiff erscheinen rote Lampe und Wecker; nach Aufnahme des Handapparates und Drücken der Taste ist die Verbindung hergestellt. Für eine zukünftige Entwicklung ist nun die Frage der Verwendung des Ruhe- oder Arbeitsstromprinzips von großer Bedeutung. Hierzu ist folgendes zu sagen:

Im allgemeinen soll der Träger eines jeden Senders möglichst wenig in der Luft sein, um Störungen anderer Dienste zu vermeiden. Dieser Grundsatz würde für die Verwendung des Arbeitsstromsystems sprechen, d. h. der Träger wird erst ausgestrahlt, wenn ein Fahrzeug gerufen werden soll. Da jedoch im öffentlichen Dienst jeder Kanal zwecks guter Ausnutzung möglichst laufend belegt sein soll und dann der Träger sowieso fast immer in der Luft ist, bestehen keine Bedenken, hier auch das Ruhestromsystem zu wählen. Vorteile dieses Systems liegen u. a. in der Eindeutigkeit der Sperrung, unabhängig von der Vorgesichte, sowie in der Möglichkeit der laufenden Überwachung der Belegung des Kanals und damit indirekt in der laufenden Kontrolle des einwandfreien Betriebs- und Verkehrszustandes der eigenen Anlage.

Um Fehlanrufe durch den Ausfall von Zeichen auf dem Übertragungswege infolge von Interferenzen zu vermeiden, werden auch in anderen Ländern die Verfahren bevorzugt, die mit mehreren Tonfrequenzen arbeiten, die nebeneinander ausgesendet werden, und nicht mit Verfahren, bei denen die Rufnummer aus einer Impulsfolge aufgebaut ist. Die mit Tonfrequenzen arbeitenden Systeme können bei gleichzeitigem Aussenden aller Ruffrequenzen ihre volle Leistungsfähigkeit erst erreichen, wenn sie mit Zungenresonanzrelais als Selektionsmittel arbeiten und nicht die bisherigen abgestimmten Resonanzkreise benutzen. Der dadurch erzielte Gewinn liegt in der sehr kleinen Erregerleistung (Größenordnung von mW), in der sehr hohen Resonanzschärfe und damit in der Möglichkeit, die Frequenzen sehr dicht beieinander zu legen; eine Voraussetzung für Systeme mit großen Teilnehmerzahlen. Weiterhin sind diese Anlagen sehr klein und lassen sich dadurch auch leicht auswechseln. Von großer Bedeutung ist jedoch die Festlegung und Vereinheitlichung der die Ruf- und Sperrkriterien auslösenden Schaltvorgänge einschließlich der Pegel an den Schnittpunkten, um das Hinzuschalten des Selektivrufzusatzes zum Funkgerät leicht zu ermöglichen.

Im Hafenfunkdienst werden Selektivrufsysteme für kleinere Teilnehmerzahlen zunächst bei den ortsgebundenen Verkehrskreisen aufgebaut. Inwieweit später auch größere Versorgungsbetriebe zu einem gemeinsamen Verkehrskreis zusammengefaßt werden können, hängt von der Verkehrsentwicklung ab und läßt sich z. Z. noch nicht übersehen. Da jede Rufnummer nur einmal verteilt werden darf, kommt man dann zu einem System mit großer Teilnehmerzahl, mit dem jede ortsfeste Landfunkstelle ausgerüstet werden muß.

d) Probleme bei Einsatz mehrerer Kanäle nebeneinander

Für jeden Kanal sind eine Sende- und eine Empfangsanlage erforderlich. Bei dem Netzaufbau ist nun besonders darauf zu achten, daß bei Einsatz mehrerer Kanäle durch die Anordnung der Landsendeanlagen sowie durch geeignete Maßnahmen bei denselben Störeffekte von vornherein vermieden oder herabgesetzt werden. Legt man die Trennschärfeneigenschaften über den Gesamtempfänger, die in der Hauptsache durch die ZF-Kreise gegeben sind, für die Bemessung des Frequenzabstandes zugrunde, so ist ein Betrieb bei 50 bzw. 100 kHz Abstand ohne Schwierigkeiten möglich. Die Dämpfung in diesem Frequenzabstand beträgt 70 ... 90 db. Werden jedoch mehrere Sender in einem Gebiet auf benachbarten Kanälen betrieben, so zeigt sich, daß die HF-Trennschärfe bzw. die Linearität der HF-Stufen der Fahrzeugempfänger nicht ausreicht, um Kreuzmodulation zu vermeiden. Bezeichnet man die Frequenzen benachbarter Kanäle mit f_1, f_2, f_3, \dots , so können Kombinationsfrequenzen auftreten, die den Werten $2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1, 3f_1 - 2f_2$ usw. entsprechen.

Man kann diesen Störeffekt beim Duplexbetrieb auch dadurch herabsetzen, daß bei Einsatz mehrerer Kanäle nebeneinander die Sender aller Kanäle, also auch des eigenen Nutzkanals, eingeschaltet werden, sofern ein Kanal belegt ist, um durch das Vorhandensein der Träger die Eingangsstufen der Empfänger in ihrer Empfindlichkeit herunterzulegen und dadurch Übersteuerungen zu vermeiden. Sie lassen sich auch auf der Empfängerseite dadurch beseitigen, daß selbsttätige oder handbediente HF-Verstärkungsregler in den beweglichen Empfängern eingebaut werden.

Weiterhin kann bei Einsatz mehrerer Sender die Kreuzmodulation über den Fahrzeugempfänger dadurch herabgesetzt werden, daß man alle Sendeanlagen an einem Ort errichtet. Bei gleicher Leistung der Sender fallen diese dann mit etwa gleicher Feldstärke am Empfangsort der beweglichen Funkstelle ein, so daß sich der gewünschte Kanal einwandfrei empfangen läßt.

Es müssen nun aber auch Maßnahmen bei der ortsfesten Sendeanlage getroffen werden, um das Übersprechen von einem Sender auf den Nachbarsender zu verhindern. Auf Grund von Versuchen, die seitens der Bell Telephone Co in Chicago durchgeführt worden sind [3], zeigte sich, daß zur Herabsetzung der gegenseitigen Beeinflussung bei vertikalpolarisierten Rundstrahlern alle Antennen so an einem Mast anzubringen sind, daß sie diametral übereinanderliegen. In diesem Fall ist die gegenseitige Kopplung ein Minimum, da der Anteil der Strahlung, der die Antennen vertikal verläßt, sehr klein ist. Da aber trotzdem ein gewisser Betrag der Energie jedes Senders über die Antennenkopplung auf die Nachbarsender übertragen wird, besteht die Gefahr der Kreuzmodulation über die Endstufe, sofern nicht noch zusätzliche Filter zwischen Senderausgang und Antenneneingang vorgesehen werden. Besonders kritisch sind auch hier die Kombinationsonbildungen $2f_1 - f_2$ und $2f_2 - f_1$. Seitens der Bell Co wurden Filter eingesetzt, durch die eine Dämpfung von 70 db, bezogen auf den Nutzträger, erreicht wurden (Chicago, New York, Los Angeles).

e) Bemessung des Versorgungsbereiches

Bei den Häfen ist die Größe des Versorgungsbereiches durch die örtlichen Verhältnisse vorgeschrieben, d. h. die Anlage muß so ausgelegt sein, daß innerhalb des gesamten Hafengebietes die zur Erzielung eines guten Dienstes erforderliche Mindestfeldstärke erreicht wird. Diese beträgt etwa $5 \mu\text{V/m}$, sofern kein merkbarer örtlicher Störspiegel vorliegt. Die Land-

funkstelle wird unter Berücksichtigung der flächenförmigen Ausdehnung des Hafengebietes meistens mit Rundstrahlern oder schwach gebündelten Antennen ausgerüstet. Die Antennen sind vertikalpolarisiert, da bei kleineren Schiffen die Masthöhe nicht ausreicht, um auch für horizontale Polarisation einen guten Wirkungsgrad zu erzielen. Eine Bündelung in der Vertikalebene und eine völlige Anpassung des Horizontaldiagramms an das Versorgungsgebiet sind vorgesehen. Der Aufstellungsort der ortsfesten Antennen ist möglichst hoch gewählt.

Die Versorgung des gesamten Hafens von einem Punkt aus hat als Nachteil eine sehr hohe Feldstärke in der Nähe des Senders, die zum Rande des Versorgungsgebietes hin entsprechend den Ausbreitungseigenschaften, etwa umgekehrt proportional mit dem Quadrat der Entfernung, abnimmt. Schwierigkeiten irgendwelcher Art sind jedoch bisher noch nicht beobachtet worden. Auch sind störende Interferenzen innerhalb des Versorgungsbereiches noch nicht so stark in Erscheinung getreten, daß besondere Maßnahmen zu ihrer Unterdrückung erforderlich wurden. Die Lösung wird also für die meisten Fälle ausreichend sein.

Ist die zu versorgende Fläche so groß, daß sie von einem Punkt aus nicht mehr versorgt werden kann, so lassen sich mehrere Sender über das Gebiet verteilen. Bei Frequenzmodulation kann dann das Verwirrungsgebiet auf Grund des Verdeckungseffektes auf ein Minimum beschränkt werden. Dieses Verfahren erfordert einen größeren Aufwand als der Einsatz eines Einzelsenders und ist von uns bisher noch nicht angewendet worden.

Entsprechende Versuche sind seitens der englischen PTT bereits im Jahre 1946 mit Amplitudenmodulation durchgeführt worden [4]. Die Sender waren hierbei in ihrer Frequenz soweit voneinander unterschieden, daß sie vom Empfänger noch einwandfrei empfangen werden konnten, also innerhalb eines Durchlaßbereiches lagen; die am Ausgang durch Interferenz entstandenen Pfeiftöne konnten leicht durch Filter unterdrückt werden. Mit Hilfe einer derartigen Lösung war es möglich, einen ausgeglichenen und gleichmäßigen Verlauf über das Versorgungsgebiet hin zu erzielen.

Der Küstenfunkdienst

Im Zuge des weiteren Ausbaues des Hafenfunkdienstes ist die Errichtung eines Küstenfunknetzes vorgesehen. Hierdurch soll kleineren Fahrzeugen eine Verkehrsmöglichkeit außerhalb der Häfen und in der Nähe der Küsten gegeben werden. Durch dieses Netz soll eine weitere Belegung des Grenzwellenbereiches vermieden werden, der infolge der großen Zahl von Seefunkstellen in diesem Bereich z. Z. bereits überlastet ist. Die Verwendung des UKW-Bandes würde darüber hinaus einen besseren Nahbereichsdienst gewährleisten, während das Grenzwellenband für den Fernbereichsdienst Verwendung finden sollte.

Vorerst ist mit dem Ausbau der Strecke Hamburg—Cuxhaven für den Bereich der Unterelbe und Bremen—Bremerhaven für den Bereich der Unterweser begonnen worden, wodurch der Anschluß an die Küstennetze in Bremerhaven und Cuxhaven erzielt wird. Die Anlagen werden mit scharfbündelnden Richtantennen ausgerüstet, so daß die Strahlung auf die Flüsse konzentriert ist im Gegensatz zu den hafengebundenen Verkehrskreisen. Bei dem Strecken- und Küstennahdienst ist der Einsatz des Selektivrufverfahrens vorerst nicht vorgesehen.

Der Wasserstraßenfunkdienst

Der Wasserstraßenfunkdienst umfaßt z. Z. als wesentlichen Dienstzweig den Rheinfunkdienst. Dieser ist ein internationaler, öffentlicher Dienst, der gemäß den Beschlüssen der Rheinfunkkonferenz vom April 1949, Den Haag, errichtet worden ist. Nach den dort festgelegten Regelungen wird er z. Z. im Grenzwellenbereich, d. h. auf Frequenzen zwischen 1600 und 3000 kHz, unter Verwendung der Sendart A 3 — Amplitudenmodulation — als voller Gegensprechverkehr abgewickelt.

Auf der 2. Rheinfunkkonferenz im Frühjahr 1950 in Den Haag wurde gefordert, daß der Verkehr auch während der Dunkelheit möglich sein soll. Da diese Bedingung bei den z. Z. verwendeten Grenzwellen infolge starker Störungen durch Überreichweiten nicht erfüllt werden kann, wurde für eine Endlösung der Ultrakurzwellenbereich vorgesehen. Es wurde jedoch auf der Konferenz weder über den zu verwendenden Frequenzbereich noch über das zu verwendende Modulationsverfahren eine endgültige Entscheidung getroffen. Vielmehr wurde den beteiligten Verwaltungen der Rheinanliegerstaaten — Belgien, Frankreich, Holland, Schweiz und der Deutschen Bundesrepublik — empfohlen, eingehende Untersuchungen über die Eignung der Frequenzen in den Bereichen von 31,7 ... 41 MHz, 70 ... 87,5 MHz und 156 ... 174 MHz sowie über das zu verwendende Modulationsverfahren zu machen.

Derartige Versuche mit UKW-Anlagen verschiedener Frequenzbereiche wurden seitens der DBP von Herbst 1950 bis Frühjahr 1951 durchgeführt [5]. Sie erstreckten sich auf die Untersuchung der Ausbreitungsverhältnisse und auf Betriebsversuche innerhalb eines Hafens und innerhalb der Gebirgsstrecke von Rüdesheim bis Koblenz. Es zeigte sich, daß alle 3 UKW-Bereiche zur Einrichtung eines derartigen Dienstes geeignet sind. Für den Aufbau eines zusammenhängenden

Netzes sind für die etwa 700 km lange Rheinstrecke innerhalb Deutschlands rund zehn ortsfeste Stationen erforderlich. Um jedoch bestimmte Störeffekte — Auftreten scharfer kurzer Zischgeräusche, hervorgerufen durch Interferenzen — beseitigen zu können, sind noch weitere Versuche vorgesehen, die sich auf den Einsatz von Sende- und Empfangsdiversity-Anlagen sowie von zirkularpolarisierten Antennen erstrecken werden. Die bisherigen Untersuchungen über die Eignung der Frequenz- und der Amplitudenmodulation zeigten aber schon eine Überlegenheit der Frequenzmodulation im Hinblick auf die Güte und auf die Störfreiheit der Verbindung. Unter Berücksichtigung des für den Hafen- und Landstraßenfunkdienst vorgesehenen 2-m-Bandes werden von der DBP auch für den Einsatz im Rheinfunkdienst das 2-m-Band und Frequenzmodulation angestrebt. Die endgültige Entscheidung muß jedoch auf einer weiteren Konferenz getroffen werden.

Schrifttum

- [1] Mohrmann, J., Der UKW-Hafenfunk und Selektivruf, Schiff und Hafen, Februar [1952], Heft 2.
- [2] Mohrmann, J., Der UKW-Hafenfunk, Telefunken-Zeitung, 25, November [1952], Heft 97.
- [3] Peterson, A. C., Multiple close-spaced channels for mobile radio, Bell Laboratories Record, April [1950], S. 153 ... 155.
- [4] Multi-Carrier Communication System, Wireless World [1946], H. 2, S. 59 ... 61.
- [5] Kronjäger, W. und Wallor H., Über die Eignung des Grenz- und Ultrakurzwellenbereichs für den Aufbau eines Rheinfunk-Sprechdienstes, FTZ [1952], H. 7, S. 301 ... 306.

PATENT-ANMELDUNGEN und -ERTEILUNGEN

Die Zahlen und Buchstaben bedeuten in der

ersten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): *Klasse, Unterklasse, Gruppe, Untergruppe, Aktenzeichen*;
(bei Patent-Erteilung): *Klasse, Unterklasse, Gruppe, Untergruppe, Patentrollennummer, Aktenzeichen*

zweiten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): links — *Anmeldetag*, rechts — *Bekanntmachungstag*;
(bei Patent-Erteilungen): *Beginn der Dauer des Patents*

dritten Zeile (bei Patent-Anmeldungen und -Erteilungen mit ausländischer Priorität): *Tag der Voranmeldung*

letzten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): Zahl in () = *Anzahl der Text- und Zeichnungsseiten*.

Die bei den Patent-Anmeldungen angeführten Namen sind die der Anmelder, nicht die der Erfinder, sofern nicht beide identisch sind; bei Patent-Erteilungen sind die Patentinhaber genannt.

Patent-Anmeldung

- | | | |
|---|--|--|
| 21a ³ , 36/13. A 5509
18. 12. 42 3. 6. 53
AEG; „Schaltungsanordng. z. Messg. d. Amplituden d. einzelnen Oberwellen einer verzerrt. Wechselspanng. v. veränderl. Grundfrequenz“ (6) | 21a ⁴ , 14/02. F 444
15. 9. 41 3. 6. 53
(USA: 16. 9. 40)
Fernseh GmbH; „Modulationsanzeiger f. Frequenzmodulat.“ (7) | J. Heitz, Mannheim; „Feldstärkemeßgerät, insb. f. Sendeantennen“ (7) |
| 21a ⁴ , 8/02. B 4739
24. 6. 41 3. 6. 53
J. Pintsch KG; „Verf. z. Regelg. d. Betriebsfrequenz v. Anordng. z. Arbeit. m. ultrakurz. elektr. Wellen“ (5) | 21a ⁴ , 29/50. B 11 820
11. 10. 38 3. 6. 53
(USA: 11. 10. 37)
The Board of Trustees of the Leland Stanford Junior University; „Einrichtg. z. Verstärkg., Erzeugg. od. Frequenzumformg. v. Ultrahochfrequenzschwingg.“ (24) | 21a ⁴ , 14/01. G 4620
28. 10. 41 3. 6. 53
Dipl.-Ing. ETH G. Guanella, Zürich (Schweiz); „Schaltg. z. Veränderg. d. Abstimmg. elektr. Schwingkreise“ (5) |
| 21a ⁴ , 8/02. S 23 931
12. 7. 51 3. 6. 53
Siemens-Reiniger-Werke AG; „Einrichtg. z. selbsttät. Resonanzabstimmg. eines elektr. Schwingungskreises“ (8) | 21a ⁴ , 69. B 4527
2. 1. 40 3. 6. 53
J. Pintsch KG; „Hohlraumresonator m. veränderl. Eigenfrequenz“ (6) | 21a ⁴ , 74. B 4560
11. 7. 40 3. 6. 53
J. Pintsch KG; „Anordng. f. ultrakurze Wellen z. Übergang v. einer konzent. Energieleitg. in eine aus Drähten od. Bändern bestehende Doppelleitg.“ (12) |
| | 21a ⁴ , 71. H 11 298
2. 2. 52 3. 6. 53 | 21a ⁴ , 74. B 4825
24. 9. 42 3. 6. 53
J. Pintsch KG; „Einrichtg. z. Anpassg. m. Hilfe v. Energieleitungsstücken“ (15) |

- 21a⁴, 75. S 17 307
6. 7. 50 3. 6. 53
S & H; „Einrichtg. z. Durchführig. d. Verfahrens z. Aufdrucken v. Schaltg., insb. v. Schaltelementen, wie Widerständen u. dgl., auf tragende Unterlagen“ (5)
- 21c, 1/01. S 5633
22. 4. 44 3. 6. 53
SSW; „Verf. z. Erhöhg. d. Leitfähigkeit v. Aluminium u. (od.) Magnesiumleitern bzw. deren Legierg.“ (3)
- 21g, 11/02. G 8739
30. 4. 52 3. 6. 53
(Großbrit.: 3. 5. 51)
The General Electric Comp.; „Verf. z. Herstellung eines Germaniumkörpers f. eine Kristallkontaktvorrichtung“ (9)
- 21g, 13/17. S 14 846
30. 8. 44 3. 6. 53
S & H; „Sperröhre z. Unterbrechg. d. Energiestromes in Hohlleitg. f. Zentimeterwellen“ (5)
- 42m, 14. M 428
2. 11. 49 3. 6. 53
(Großbrit.: 1. 11. 48)
National Research Development Corp.; „Verf. u. Einrichtg. z. Speicherg. v. Informat. in einer Kathodenstrahlröhren-Speichervorrichtg.“ (35)
- 21a¹, 7/03. I 5577
29. 2. 52 11. 6. 53
(Großbrit.: 2. 3. 51)
International Standard Electric Corp.; „Empfangsanordng. f. frequenzgetastete Telegraphiesignale“ (6)
- 21a¹, 35/10. T 2725
24. 2. 38 11. 6. 53
Telefunken-Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Schaltungsanordng. z. Aussiebg. v. zwei od. mehr Reihen v. längeren Impulsen voneinander u. v. einer Reihe v. kürzeren Impulsen“ (6)
- 21a¹, 36. I 5318
18. 12. 51 11. 6. 53
(USA: 27. 12. 50)
IBM Deutschland Internationale Büro Maschinen GmbH; „Kipp-schaltg. m. zwei stabil. Schaltzuständen“ (10)
- 21a¹, 36. I 5337
21. 12. 51 11. 6. 53
(USA: 28. 12. 50)
IBM Deutschland Internationale Büro Maschinen GmbH; „Anordng. z. Erzeugg. fremdgesteuert. Kippschwingg. unt. Verwendg. einer Röhre m. sekundäremissionsfäh. Elektrode“ (9)
- 21a¹, 36. L 8337
16. 2. 51 11. 6. 53
Loewe Opta AG; „Übertragungssystem f. zeitl. m. verschieden. resp. veränderl. Frequenzen bzw. Amplituden sich ändernde elektr. Größen“ (6)
- 21a², 18/08. A 14 583
27. 11. 51 11. 6. 53
(Schwed.: 27. 8. 46)
Allmänna Svenska Elektriska Aktiebolaget; „Transduktor m. innerer Selbstmagnetisierg. u. Zusatzmagnetisierg.“ (7)
- 21a⁴, 15. V 1897
22. 4. 42 11. 6. 53
Dr. O. Vierling, Ebermannstadt; „Verf. z. Frequenzmodulat.“ (6)
- 21a⁴, 29/50. W 7484
20. 12. 51 11. 6. 53
Dipl.-Phys. D. Weber, Darmstadt; „Mehrstuf. Verstärker f. Dezimeter-, Zentimeter- u. Millimeterwellen“ (9)
- 21g, 31/03. S 16 037
25. 9. 39 11. 6. 53
S & H; „Verf. z. Verbesserung. d. Temperaturganges d. Permeabilität v. Massekernen, insb. solchen f. HF-Induktionsspulen“ (5)
- 21g, 34. E 561
26. 1. 50 11. 6. 53
(Großbrit.: 29. 1. 49)
Electric & Musical Industries Ltd.; „Bandfilterkreis m. einem abgestimmt. Reihenresonanzkreis“ (14)
- 21a⁴, 14/01. B 8721
9. 7. 40 18. 6. 53
Blaupunkt-Elektronik GmbH; „Verf. z. Modulat. v. UKW-Sendern“ (5)
- 21a⁴, 16/01. F 7597
20. 12. 44 18. 6. 53
Funkstrahl Ges. f. Nachrichtentechnik mbH; „Einrichtg. z. Schalten bzw. Tasten einer Anordng. f. ultrahochfrequente Schwingg.“ (31)
- 21g, 34. L 9976
1. 9. 51 11. 6. 53
C. Lorenz AG; „Bandpaß f. Dezimeter- u. Zentimeterwellen, bestehend aus mehreren Hohlraumresonatoren“ (11)
- 21a⁴, 48/01. A 8245
10. 7. 41 18. 6. 53
AEG; „Anordng. z. Bestimmg. d. Herkunftsrichtg. einer einfallend. ultrakurz. elektr. od. Schallwelle“ (11)
- 21a⁴, 68. A 10 535
18. 4. 41 18. 6. 53
AEG; „HF-Spule m. fein unterteilt. Eisenkern“ (4)
- 21c, 15/02. T 2676
9. 8. 44 18. 6. 53
Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Dem Regen ausgesetzt. Isolator f. Hochfrequenz“ (6)
- 42s, —. G 2999
11. 7. 39 18. 6. 53
Dr.-Ing. J. Gruetzmacher; „Durchbrochene Elektrode f. z. Schallabstrahlg. dienende piezoelektr. Kristallschwinger“ (6)
- 74d, 6/15. A 2037
9. 4. 38 18. 6. 53
Atlas-Werke AG; „Kurzzeitmesser f. n. d. Echomethode arbeitende Entfernungsmesser“ (14)
- 74d, 6/15. A 2495
22. 4. 40 18. 6. 53
Atlas-Werke AG; „Echolotvorrichtg. f. Fahrzeuge“ (14)
- 74d, 6/15. A 2506
30. 3. 36 18. 6. 53
Atlas-Werke AG; „Einrichtg. z. Messg. v. Zeitabständen, insbes. f. Echoloteinrichtg.“ (7)
- 21a¹, 36. N 2948
7. 9. 49 25. 6. 53
(USA: 26. 5. 43)
The National Cash Register Comp.; „Gerät z. Erzeugg. einer ausgewählt. Zahl gleichart. Impulse in sich wiederholend. Zyklen“ (34)

21a1, 36. St 2516
30. 9. 50 25. 6. 53
(Großbrit.: 26. 5. 44 u. 17. 4. 45)
International Standard Electric
Corp.; „Anordng. z. Demodulat.
v. n. d. Impuls-Zeit-Modulations-
verf. übertragenen Signalimpulsen“ (14)

21a1, 36. W 4897
5. 1. 51 25. 6. 53
(USA: 11. 1. 50)
Western Electric Comp. Inc.;
„System z. Fehlerermittlg. u.
Berichtg. v. Impulscodegruppen“ (52)

21a2, 37/01. G 5744
21. 4. 51 25. 6. 53
(Schweiz: 22. 4. 50)
Dr. E. Gretener, Zürich
(Schweiz); „Verf. z. Geheim-
hltg. v. Sprache“ (35)

21a4, 29/04. K 8650
13. 1. 51 25. 6. 53
K. Kaschke, Oberzell, u. Dr.
h. c. H. Vogt, Erlau b. Passau;
„Bandfilter m. koaxial ange-
ordnet. Spulen u. durch Ver-
änderg. d. magnet. Kopplg.
einstellb. Bandbreite“ (7)

21a4, 74. T 5622
19. 1. 52 25. 6. 53
Telefunken-Ges. f. drahtl. Te-
legraphie mbH; „Ankopplg.
einer Scheibenröhre an eine
Hohlrohrltg.“ (6)

21g, 11/02. S 27 386
26. 2. 52 25. 6. 53
SSW; „Trockengleichrichterein-
heit“ (7)

21g, 11/02. S 27 594
11. 3. 52 25. 6. 53
SSW; Halbleitergerät u. Verf.
zu seiner Herstellg.“ (3)

74d, 6/15. A 14 448
25. 4. 38 18. 6. 53
Atlas-Werke AG; „Vorrichtg. z.
Entfernungsmessg. n. d. Echo-
methode“ (11)

21g, 34. S 24 416
14. 8. 51 25. 6. 53
S & H; „Elektr. Filteranordng.,
insb. f. hohe u. höchste Fre-
quenzen“ (12)

21g, 34. S 25 188
12. 10. 51 25. 6. 53
S & H; „Schaltungsanordng. z.
Verminderg. einer gegenseit.
Beeinflussg. v. eingangs- u.
od. ausgangsseit. zusammen-
geschaltet. Filtern“ (11)

21g, 34. S 25 200
13. 10. 51 25. 6. 53
S & H; „Elektr. Filter, vorzugsw.
schmales Bandfilter, im Bereich
sehr hoher Frequenzen
(UKW) (7)

Patent-Erteilungen

21a4, 8/02. 882 869. L 4844
15. 10. 42
C. Lorenz AG; „Anordng. z. Ge-
winng. einer Regelspanng.,
deren Größe proportional ist
d. Abweichg. d. Frequenz
einer HF-Spanng. v. einer
ausgewählt. Frequenz u.
deren Vorzeichen d. Frequenz-
abweichg. nach höheren bzw.
niederen Frequenzen hin zu-
geordnet ist“

21a4, 8/02. 882 424. W 719
27. 3. 41
(USA: 30. 3. 40)
Western Electric Comp., Inc.;
„Anordng. z. Konstanthaltg.
d. mittleren Frequenz eines
Oszillators f. frequenzmodul.
Trägerwellen“

21a4, 1/01. 883 301. T 2442
6. 9. 41
Telefunken Ges. f. drahtl. Te-
legraphie mbH; „Anpassungs-
schaltg. z. Ankopplg. eines
Verbrauchers an einen f. Wel-
lenwechsel eingerichtet. HF-
Röhrensender“

21a4, 71. 883 166. T 2397
9. 6. 39
Telefunken Ges. f. drahtl. Te-
legraphie mbH; „Verf. z. HF-
Messg.“

21a4, 9/02. 883 926. S 20 354
3. 10. 50
(USA: 29. 1. 42)
The Sperry Corp.; „Einrichtg.
z. Abstimmen eines Elektro-
nenentladungsgerätes, b. wel-
chem zwei zueinander. bewegl.
Teile eines Hohlraumresona-
tors u./od. Elektroden-systems

geg. zwisch. ihnen angeord-
nete Abstützg. angedrückt
werden“

21a4, 29/01. 884 519. G 4663
30. 4. 38
(Schweiz: 1. 5. 37)
Dipl.-Ing. G. Guanella, Zürich
(Schweiz); „Schaltg. z. Ver-
ändrg. d. Abstimmg. eines
elektr. Schwingkreises in Ab-
hängigk. v. einer Regel-
spanng.“

21a4, 46/01. 884 377. C 2271
23. 9. 50
(Frankr.: 12. 11. 48 u. 29. 7. 49)
Comp. Française Thomson Hou-
ston; „Faltdipol m. Breitband-
eigenschaften“

21a4, 68. 884 051. N 2192
24. 10. 44
(Niederl.: 27. 10. 43)
NV Philips Gloeilampenfabrie-
ken; „HF-Spulen-anordng. m.
wenigstens einen einen Kern
u. einen Mantel aus HF-Eisen
enthaltend. Spule“

21a4, 69. 883 928. B 4777
5. 1. 41
J. Pintsch KG; „In Form einer
konzent. Doppelleitg. aus-
gebildet. Schwingungskreis“

21g, 13/07. 884 057. Q 110
3. 8. 40
Quarzlampen Ges.mbH; „Verf.
z. Herstellg. vakuumdicht.
Metalldurchführg. durch
Quarz“

74d, 6/15. 884 616. A 77
25. 10. 49
Atlas-Werke AG; „Vorrichtg.
f. Schiffe z. Aussend. v. Schall-
wellen veränderb. Strahlrich-
tg. im Wasser“

21a2, 18/04. 884 965. Sch 898
28. 7. 40
(USA: 7. 12. 39)
Saba; „Verf. u. Einrichtg. z.
Linearisierg. v. Übertragungs-
u. Umformungssystemen“

21a2, 18/08. 885 098. S 9745
29. 8. 42
SSW; „Magnet. Verstärker“

21a2, 41/07. 884 967. G 7174
12. 10. 51
M. Grundig; „Verf. z. Abgleich

- v. Verstärkern, insb. Frequenzkurvenschreiber f. Rundfunk- u. Fernsehempfäng." 21a⁴, 48/61. 884 973. S 15 470 10. 11. 39
S & H; „Selbsttät. veränderl. elektr. Siebschaltg. f. eine sich ändernde Nutzfrequenz" 21a⁴, 48/63. 885 102. L 4348 8. 7. 44
C. Lorenz AG; „Auswertverf. v. Impulsbildschlüsseln" 21a⁴, 69. 885 261. N 2545 14. 8. 42
(Niederl.: 16. 8. 41)
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Abstimmvorrichtg. m. wenigstens zwei Abstimmkreisen, d. einen ungleichen Frequenzbereich besitzen" 21a⁴, 71. 885 262. L 4655 8. 3. 42
C. Lorenz AG; „Verf. z. Untersuchung d. Frequenzganges frequenzabhäng. elektr. Übertragungsglieder" 21a⁴, 14/01. 885 874. E 4578 10. 11. 51
Elektrische Meßtechnik, Dipl.-Ing. W. Federmann GmbH; „Verf. z. Frequenzmodulat. v. Zentimeterwellen" 21a⁴, 29/01. 886 021. N 4998 23. 1. 52
(Niederl.: 27. 1. 51)
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Frequenzdemodulationsschaltg." 21a¹, 36. 884 514. T 2426 30. 4. 42
Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mBH; „Verf. u. Einrichtg. z. Umwandlg. v. amplitudenmodul. Impulsen in längen- od. phasenmodul. Impulse"

Prof. Dr. Güntherschulze 75 Jahre

Am 26. Juli 1953 feierte Prof. Dr. Güntherschulze seinen 75. Geburtstag. Der Jubilar konnte an diesem Tage auf ein erfolgreiches Leben auf wissenschaftlichem Gebiet zurückblicken, gleichzeitig verschönt durch das Bewußtsein, sehr viele Diplomingenieure der Elektrotechnik als dankbare Schüler in hohen Stellungen zu wissen. Er ist einer der Lehrer der Elektrotechnik, der in der großen Entwicklungszeit der letzten 30 Jahre aktiv am Unterricht mitarbeiten konnte und gleichzeitig durch seine vortreffliche wissenschaftliche Veranlagung als Förderer der Elektrotechnik in Deutschland anerkannt wurde. Seine Mitarbeiter und Schüler können ihm an seinem Geburtstage bestätigen, daß er durch großen Ideenreichtum, außerordentlichen Fleiß bei den Entwicklungsaufgaben und wissenschaftliches Feingefühl bei seinen Arbeiten große Fortschritte erzielen konnte.

In seinem Entwicklungsgang zeichnet sich seine Liebe für die Wissenschaft und die gewollte Förderung besonderer Gebiete der Elektrotechnik deutlich ab. Als Sohn eines Architekten in Hannover geboren, war es naheliegend, daß er an der Technischen Hochschule Hannover das Studium der Elektrotechnik in den Jahren 1897 bis 1900 durchführte. Als Schüler von dem Altmeister der Elektrotechnik, Wilhelm Kohlrausch, promovierte er 1902 zum Dr.-Ing. und trat kurz vorher bereits in die Physikalisch-Technische Reichsanstalt ein. In dieser Tätigkeit war der Schreiber dieser Zeilen sein Kollege und hat vielfach in wissenschaftlichen Erörterungen seine große Begabung und experimentelle Geschicklichkeit feststellen und bewundern

können. So wurde Prof. Güntherschulze im Jahre 1915 dort kaiserlicher Professor und 1920 auch Oberregierungsrat. Später hat er sich der praktischen Technik verschrieben und war so in den Jahren 1928/30 Direktor des Röhrenlaboratoriums der OSRAM-Gesellschaft. Im Jahre 1930 wurde er zum Direktor des Instituts für allgemeine Elektrotechnik an der Technischen Hochschule Dresden berufen, wo er bis zum Kriegsende wirken konnte. Später hat er bei der Technischen Hochschule München noch einen Lehrauftrag über Sperrschichten, Gleichrichter und Transistoren wahrgenommen. Auf dem letzten Gebiet hat er sich oft betätigt und auch bei Verhandlungen über den Transistor in Verbindung mit der Bell-Gesellschaft in USA teilgenommen. In militärischer Betätigung war er Kapitänleutnant der Reserve. In seinem Familienleben hat er durch den Verlust seiner Frau einen herben Schlag erlitten, ebenso durch den Tod eines seiner drei Söhne.

Die zahlreichen Veröffentlichungen vom Jubilar erstrecken sich gebietsmäßig zum großen Teil auf Gasentladungen. Bei ihnen hat er vielfach über die Glimmentladung gearbeitet, den Katodenfall; er hat aber auch die spektralen Leuchtzonen vor den Katoden der Glimmentladung eingehender Untersuchung unterzogen. Auch die Erscheinungen der positiven Säule waren für seine Untersuchungen interessant, dergleichen Erscheinungen der Katodenzerstäubung.

Ein weiteres großes Arbeitsgebiet des Jubilars bezieht sich auf die Ventilwirkung; besonders der elektrolytischen Ventilwirkung widmete er sehr zahlreiche

Veröffentlichungen. Bereits in der Zeit seiner Reichsanstaltsarbeit hat er die elektrolitische Ventilwirkung am Aluminium sehr eingehend durchgemessen und deren große Bedeutung für den Bau der Elektrolitkondensatoren erkannt. Auch die auftretenden elektrischen Verluste bei hohen Feldstärken — besonders in elektrolitischen Sperrschichten — interessierten ihn, und auch diese Untersuchungen führten zu besonderen Veröffentlichungen. Verschiedene Arbeiten aus anderen Gebieten sind auch von ihm abgefaßt worden, z. B. die Abhängigkeit der Helligkeit beim Leuchten durch Elektronenstoß von der Energie des stoßenden Elektrons bei Materialien wie Calciumwolframat. Auch der Rotations-effekt der Korona in verschiedenen Gasen und bei verschiedenen Drucken ist von ihm mit Erfolg bearbeitet worden.

Bei Durchsicht der verschiedenen Veröffentlichungen empfindet man, daß der Jubilar — abgesehen von den Sondergebieten der Gasentladung und der Ventilwirkung elektrolitischer Art — einen sehr weitgehenden Überblick über die notwendige Förderung der modernen Elektrotechnik gezeigt hat. Gerade die Arbeiten aus den verschiedenen Gebieten lassen erkennen, daß er auf allen Teilgebieten der neuzeitigen Elektrotechnik zu Hause war und die notwendige Förderung für Fragen, die zunächst nur wissenschaftliches Interesse hatten, aufbringen konnte. Als Lehrer des elektrotechnischen Nachwuchses hat er sich einen außerordentlichen Namen gemacht. Seine Schüler verehren ihn auch heute in seinem hohen Alter herzlich und wünschen ihm ebenso wie seine früheren Kollegen, daß ihm noch weitere gute Jahre in seinem Leben beschieden sein mögen, so daß es ihm vergönnt ist, die Fortschritte, die seine Arbeit der Elektrotechnik gebracht hat, weiterhin verfolgen und mit Freude die Früchte seiner Arbeit erkennen zu können. Seine früheren Mitarbeiter und Kollegen wünschen ihm auch weiterhin einen schönen und ruhigen Lebensabend im Gedenken an frühere gute gemeinsame Arbeit und in Anerkennung seines kollegialen Verhaltens gegenüber seinen Mitarbeitern.

G. Leithäuser

Verdienstkreuz für Prof. Dr. G. Leithäuser

Dem Herausgeber unserer Zeitschrift, Herrn Prof. Dr. Gustav Leithäuser, wurde als Anerkennung seiner erfolgreichen Forschungs- und Lehrtätigkeit vom Bundespräsidenten das Verdienstkreuz verliehen. Der Ausgezeichnete trat 1903 als Assistent für Physik bei Prof. Warburg ein und betreute ab 1910 den Lehrstuhl für Physik und Fotografie an der Technischen Hochschule Hannover. 1925 habilitierte er sich

an der Technischen Hochschule Berlin und wurde 1929 zum außerordentlichen Professor ernannt. Außerhalb seiner erfolgreichen Lehrtätigkeit (bei der er in demonstrativen Experimentalvorträgen auch schwierige Probleme einfach darstellte) galt stets seine besondere Liebe der Forschung. Die Audionrückkopplungsschaltung wurde z. B. schon 1921 von ihm (Verwendung eines Drehkondensators als regelnder Wechselstromwiderstand und nicht als Abstimmorgan) entscheidend verbessert; diese Schaltung fand in allen Volksempfängern Anwendung.

Als Ordinarius für Hochfrequenztechnik an der Technischen Universität Berlin und als Direktor des Instituts für Schwingungsforschung arbeitet der jetzt 72jährige noch unermüdetlich für die Ausbildung des Nachwuchses und an der Klärung vielerlei Probleme der HF-Technik.

REFERATE

Von den mit einem * versehenen Referaten können Fotokopien der Originalarbeiten gegen Voreinsendung des Betrages von DMW 0,75 je Seite sowie des Einschreibepontos zur Verfügung gestellt werden.

In Heft 7, S. 381 veröffentlichten wir bereits einige Referate über Vorträge, die auf der VDE-Jahresversammlung in Berlin gehalten wurden. Nachstehend einige weitere Kurzberichte.

Die Wanderfeldröhre als Hilfsmittel der Zentimeterwellen-Meßtechnik

H. Schnitger und D. Weber referierten über „Die Wanderfeldröhre als Hilfsmittel der Zentimeterwellen-Meßtechnik“. Die zulässige, außergewöhnlich große Bandbreite der Wanderfeldröhre läßt sie für Anwendungen in der Zentimeter-Meßtechnik als äußerst geeignet erscheinen. Ein mehrstufiger Breitband-Meßverstärker mit Wanderfeldröhren für eine mittlere Frequenz von 3500 MHz und eine Bandbreite von etwa 1000 MHz ist durchaus herstellbar. Unter Zugrundelegung eines Rauschfaktors von 10 und einer Ausgangsleistung von 4 W würde aber ein solcher vierstufiger Verstärker (Verstärkung 110 db) durch das Eingangsrauschen voll ausgesteuert sein. Als Abhilfe wird u. a. vorgeschlagen, nur eine Bandbreite von etwa 100 MHz zu wählen und die Bandmitte um über 1000 MHz zu verschieben. In einer geeigneten Verzögerungsleitung der Wanderfeldröhre ist infolge der Dispersion die Phasengeschwindigkeit von der Wellenfrequenz abhängig. Durch Veränderung der Betriebsspannung der Wanderfeldröhre lassen sich nun die Verhältnisse so anpassen, daß das

Frequenzband über einen weiten Bereich variiert werden kann. Solche selektiven Verstärker mit Wanderfeldröhren sind als abstimmbare Bandkreise in der Meßtechnik von großem Nutzen. Allerdings ist hierzu ein besonders reflexionsarmer Übergang von der Röhre auf die Zuleitungen erforderlich, der nicht nachgestimmt werden muß.

Oszillatoren mit Wanderfeldröhren sind mit Rückkopplungsschaltungen möglich. Die entstehenden Schwingungen springen jedoch leicht zu einer anderen Frequenz über. Durch Verringerung der ganzzahligen Laufperioden längs des Rückkopplungsweges und durch Verhinderung der Rückwirkung der Belastung auf den Schwingungsmechanismus ist aber eine genügende Stabilität zu erreichen. So wurde eine durch eine Dämpfungsschicht unterteilte Wendelröhre gebaut, die noch eine zusätzliche, gegenläufige Reflexionswendel enthält. Sie eignet sich gut als abstimmbarer und frequenzmodulierbarer Generator. Der Einfluß der Last ist gering ($\pm 3,5 \cdot 10^{-5}$). Eine Frequenzmodulation mit einem Hub von $\pm 0,6$ kann durch Anlegen einer Wechselspannung an die Wendel erfolgen. Eine einfache Wobblung ist zum Beispiel durch mechanische Verschiebung der Reflexionswendel durchzuführen.

Auch in weitem Bereich elektronisch wobbeldbare Oszillatoren sind mit Wanderfeldröhren aufzubauen. Sonderkonstruktionen haben z. B. zwei Wendeln und einen dazwischenliegenden Hohlzylinder. Eine weitere dritte Wendel dient zur Leistungsauskopplung. Einer Gleichspannung, die an dem Hohlzylinder (dem Laufräum anliegt, wird zur Modulation die Wobblerspannung überlagert. In einer solchen Wobblersausführung war bei genügend gleichmäßiger Schwingungsamplitude der Frequenzhub 9 %, in einer ähnlichen Röhre 5 %. Auch zur Phasenmodulation eignen sich die Anordnungen.

Ein weiteres Anwendungsgebiet ist der Amplitudenmodulator. Bei der Wanderfeldröhre hängt die Verstärkung von der Betriebsspannung und von der Strahlstromstärke ab. Die Kennlinien sind bei normaler Aussteuerung aber so gekrümmt, daß ein hoher Modulationsgrad mit einem erträglichen Klirrfaktor nicht zu erreichen ist. Nur in der Nähe des ersten Maximums der Verstärkung ist die Spannungsverstärkung eine lineare Funktion der Spannung und des Stromes. Bei einer entsprechenden Aussteuerung wurde eine etwa 100%ige Modulation bei Klirrfaktoren von $1 \dots 2$ % erreicht.

Eine Versuchs-Wendelröhre zur Frequenzvervielfachung enthält zwei getrennte Wendeln, die nacheinander vom Elektronenstrahl durchlaufen werden. Nur durch den Elektronenstrahl sind die Wendeln hochfrequenzmäßig miteinander gekoppelt. In der zweiten Wendel wird jetzt aus dem Gemisch des Strahls eine Oberwelle herausgesiebt.

Hierzu muß die Geschwindigkeit der Elektronen in der zweiten Wendel mit der Phasengeschwindigkeit der gewünschten Oberwelle übereinstimmen. Bei richtiger Bemessung der Betriebsspannung der Wendeln (1. Wendel = niedrige Betriebsspannung, 2. Wendel = hohe Betriebsspannung) genügt für hohe Strahlleistung der zweiten Wendel zur Aussteuerung der ersten Wendel eine kleine Grundwellenamplitude. Mit 50 mW Grundwellenleistung war die Ausgangsleistung (3. Oberwelle) etwa $1 \dots 2$ W.

Jä

Schaltungsmaßige Möglichkeiten des Spitzentransistors

K. Steinbuch berichtete in einem Vortrag über praktische Messungen am Spitzentransistor VS 200 der SAF. Obwohl neuere Untersuchungen zeigten, daß der Schichttransistor einen größeren Leistungsbereich aufweist, bleibt der Spitzentransistor jedoch weiter in Entwicklung, da sich die Eigenschaften beider Typen ergänzen. Abb. 1 zeigt die normale Basisschaltung des Transistors als linearer Vierpol-Verstärker. Durch geeignete Vorspannung wird der Arbeitspunkt eingestellt, wobei I_E in der Größenordnung 0,5 mA und I_C bei etwa 5 mA liegt. Das elektrische Verhalten kann durch die Widerstandsmatrix beschrieben werden, die die Wechselstromgrößen U_1, U_2, I_1, I_2 miteinander verknüpft:

$$U_1 = R_{11} \cdot I_1 + R_{12} \cdot I_2$$

$$U_2 = R_{21} \cdot I_1 + R_{22} \cdot I_2$$

Typische Werte für den Spitzentransistor VS 200 der SAF sind:

$$R_{11} = 500 \Omega \quad R_{12} = 120 \Omega$$

$$R_{21} = 30 \text{ k}\Omega \quad R_{22} = 12 \text{ k}\Omega$$

Zusätzlich ergibt sich aus der angegebenen Widerstandsmatrix:

Stromverstärkung im Kurzschluß

$$\alpha_m = \frac{R_{21}}{R_{22}} = 2,5$$

Spannungsverstärkung im Leerlauf

$$\beta_m = \frac{R_{21}}{R_{11}} = 60$$

$$\text{Stabilitätsbeiwert } \gamma = 1 - \frac{R_{12} \cdot R_{21}}{R_{11} \cdot R_{22}} = +0,4$$

$$\text{Max. Leistungsverstärkung } P = \frac{\alpha_m \cdot \beta_m}{(1 + \sqrt{\gamma})^2} = 56$$

Jeder Spitzentransistor hat auf Grund seiner mechanischen Konstruktion einen Widerstand in der Basisleitung. Je größer dieser bei sonst gleichen Eigenschaften ist, desto weniger stabil ist der Transistor. Daher ist die Angabe der Leistungsverstärkung nur dann sinnvoll, wenn gleichzeitig der Stabilitätsbeiwert berücksichtigt wird. In der Schaltung nach Abb. 1 ergibt sich dann eine instabile Arbeitsweise, wenn der Stabilitätsbeiwert γ negativ ist.

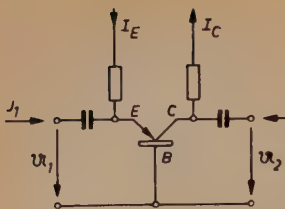


Abb. 1. Prinzipschaltung des Spitzentransistors mit geerdeter Basis

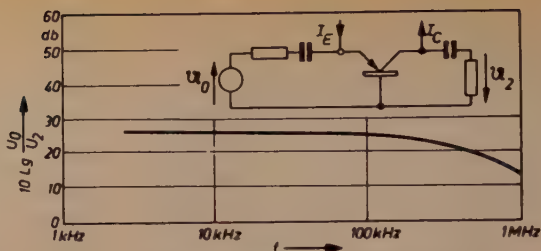


Abb. 2. Frequenzgang der Verstärkung von Transistoren

Die Kapazitäten zwischen den Elektroden und die endliche Geschwindigkeit der Ladungsträger im Halbleiter (Shockley-Kapazität) bestimmen das Frequenzverhalten des Transistors in der normalen Anordnung. Da die vom Emitter zum Kollektor fließenden Ladungsträger ungleiche Wege mit ungleicher Geschwindigkeit zurücklegen, werden beim Betrieb die Frequenzen, deren Perioden mit den Laufzeitunterschieden vergleichbar sind, weniger verstärkt als die niederen Frequenzen. Die Grenzfrequenz der Stromverstärkung im Kurzschluß liegt bei etwa 10 MHz. Man könnte sie durch Verkleinerung der Elektrodenabstände erhöhen. Praktisch wichtiger ist jedoch die Frequenzbegrenzung bei Anpassung, die durch normale Kapazitäten zwischen den Elektroden gegeben ist. Abb. 2 veranschaulicht hier den Frequenzgang der Verstärkung eines Spitzentransistors im Anpassungsfall, woraus eine Grenzfrequenz von etwa 250 kHz erkennbar ist. Die Kapazitäten zwischen Emitter und Basis und die zwischen Kollektor und Basis wirken zusammen in Richtung

auf eine Verminderung der Verstärkung von hohen Frequenzen. Dagegen bewirkt die Kapazität zwischen Emitter und Kollektor eine Rückkopplung, d. h. eine Zunahme der Verstärkung mit höherer Frequenz.

Ebenso wie bei Elektronenröhren kann bei Transistoren der günstigste Arbeitspunkt aus dem statischen Kennlinienfeld bestimmt werden (Kollektorstrom, Kollektorspannung). Hieraus ergibt sich die zu erwartende Klirrdämpfung und Aussteuerungsgrenze. In Abb. 3 sind die Klirrdämpfung zweiter Ordnung (a_{k2}) und die Klirrdämpfung dritter Ordnung (a_{k3}) in Abhängigkeit vom Ausgangsleistungspegel P_L aufgetragen. Während a_{k2} einen etwa regelmäßigen Verlauf zeigt, besitzt a_{k3} starke Maxima und Minima, die auf Kompensationen im Transistor zurückzuführen sind. Bei dem Leistungspegel Null (1 mW) läßt sich das die Summenklirrdämpfung bestimmende a_{k2} bei verschiedenen Transistorexemplaren auf etwa 25 ... 45 db halten. Die Aussteuerungsgrenze,

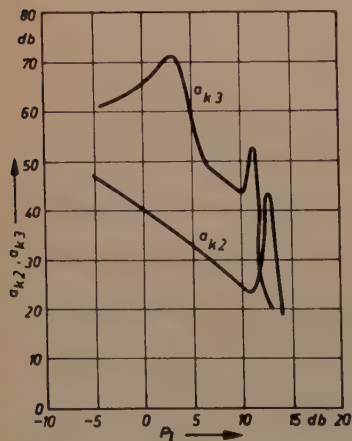


Abb. 3. Klirrdämpfung in Abhängigkeit vom Ausgangsleistungspegel

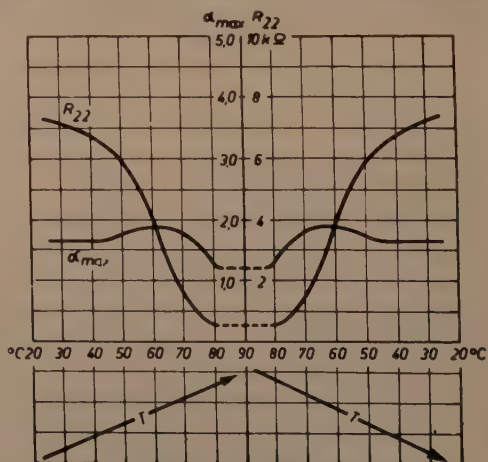


Abb. 4. Temperaturabhängigkeit von a_{max} und R_{22} (bei konstantem I_E und I_C)

d. h. der Leistungspegel, bei dem die Klirrdämpfung nahezu unstetig abnimmt, liegt oberhalb von 12 mW bei etwa $+11 \dots +13$ db. Hierbei ist die Kollektorverlustleistung etwa 100 mW.

Das Rauschverhalten eines Transistors wird zahlenmäßig meistens als Leistungsverhältnis angegeben. Im Zähler steht die tatsächlich gemessene Rauschleistung, die vom Kollektor bei Anpassung im Emittierkreis abgegeben wird, und im Nenner die Rauschleistung, die sich ergeben würde, wenn ein nichtrauschender Ver-

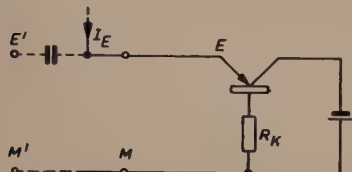


Abb. 5. Schaltung zur Erzeugung eines linearen negativen Widerstandes

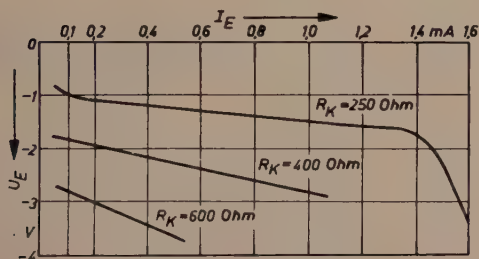


Abb. 6. Stromspannungskennlinie der Schaltung nach Abb. 5

stärker das Wärmerauschen des Quellwiderstandes verstärken würde. Bei einer Meßfrequenz von 1000 Hz liegt der Rauschfaktor von Spitzentransistoren bei $40 \dots 60$ db, d. h., die Ausgangsrauschleistung ist $10^4 \dots 10^6$ mal größer als das verstärkte thermische Rauschen des Quellwiderstandes. Die Rauschleistung je

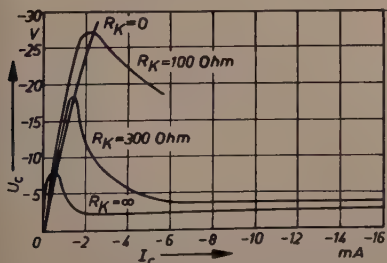


Abb. 8. Stromspannungskennlinie der Schaltung nach Abb. 7

Bandbreite wird annähernd umgekehrt proportional mit der Frequenz kleiner, sie geht also mit $f^{-1/2}$, d. h., die Rauschleistung je Oktave ist frequenzunabhängig. Für einen NF-Verstärker, der den Bereich zwischen $300 \dots 3400$ Hz verstärken soll, ergibt sich nach diesen Angaben der auf den Eingang bezogene Rauschpegel zu etwa -80 db. Da man mit den Empfehlungen des CCI normalerweise einen Störabstand von mindestens 60 db fordert, muß der Eingangssignalpegel eines Transistorverstärkers mindestens bei -20 db liegen. Da die Aussteuerungsgrenze, wie erwähnt, bei etwa $+11$ db liegt, ergeben sich nach Abzug der Zuschläge für die Spitzenamplituden zur Dimensionierung des Verstärkers zwei recht enge Grenzen:

Eingangssignalpegel > -20 db,

Ausgangssignalpegel $< +5$ db

Günstiger liegen jedoch die Verhältnisse für Transistorverstärker in höheren Frequenzbereichen. Bei einer Mittelfrequenz von 100 kHz und einer Bandbreite von 3,1 kHz kann unter

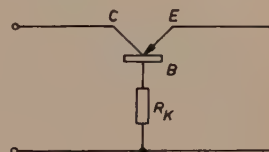


Abb. 7. Spitzentransistor als nichtlinearer negativer Widerstand

den gleichen Voraussetzungen der Eingangspegel bis auf -40 db gesenkt werden. Um die Temperaturabhängigkeit eines Transistorverstärkers möglichst gering zu halten, muß der Arbeitswiderstand so klein wie möglich gemacht werden. Hierfür spricht auch das Bestreben, einen möglichst guten Frequenzgang

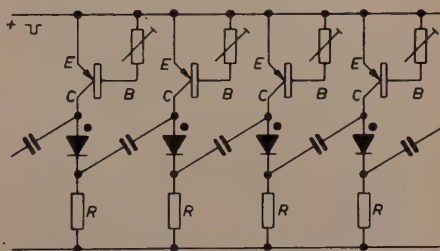


Abb. 9. Zählkette mit Transistoren

zu erreichen, wenngleich dadurch die Gefahr besteht, daß die Stabilität der Anordnung geringer wird. In Abb. 4 ist der Verlauf der Stromverstärkung α_{\max} und des Kollektor-Leerlaufwiderstandes R_{22} beim Durchfahren einer Temperaturschleife $20^\circ \dots 90^\circ \dots 20^\circ \text{ C}$ mit konstantem Emittier- (I_E) und Kollektorstrom (I_C) dargestellt. Bei einer Temperatur von 80° C ist α_{\max} nach zunächst leichtem Anstieg um 30 % gesunken, und bei etwa 55° ist R_{22} um 30 % geringer.

Im Spitzentransistor bestimmt die Kollektorverlustleistung weitgehend die entnehmbare Wechselleistung. Übliche Werte für die maximale Kollektorverlustleistung liegen bei $100 \dots 150 \text{ mW}$ und sind durch die kleine wärmeabführende Oberfläche bedingt. Auch das Verhalten bei Stoßbelastung zum Impulsbetrieb bei Vorliegen beiderseitiger Anpassung wurde am VS 200 untersucht, und zwar wurde ein Kondensator von $1 \mu\text{F}$ auf eine bestimmte Spannung aufgeladen und dann mit negativer oder positiver Polarität zwischen Emittier oder Kollektor und Basis entladen. Bei langsam zunehmender Stoßspannung zeigen sich zunächst Veränderungen des Kennlinienfeldes, und schließlich erfolgt Zerstörung, die meist durch eine Unterbrechung des Stromweges in der belasteten Elektrode verursacht wird. Die Spannungen, bei denen dies erfolgt, streuen stark.

Die folgenden Abbildungen veranschaulichen noch einige Funktionsmöglichkeiten des Spitzentransistors. So kann der VS 200 beispielsweise in der Schaltung Abb. 5 als linearer negativer Widerstand verwendet werden, wobei zwischen E und M eine Stromspannungskennlinie nach Abb. 6 gemessen wird. Die Größe des negativen Widerstandes kann innerhalb gewisser Grenzen mit dem Rückkopplungswiderstand R_k eingestellt werden. Auch als nichtlinearer negativer Widerstand läßt sich der VS 200 in der Schaltung nach Abb. 7 benutzen, wobei eine Stromspannungskennlinie gemessen werden kann, die nach Abb. 8 derjenigen der Glimmdioden sehr ähnlich ist. Die „Zündspannung“ läßt sich durch Wahl eines geeigneten Rückkopplungswiderstandes etwa zwischen $5 \dots 50 \text{ V}$ einstellen. Der Widerstand im ungezündeten Zustand liegt in der Größenordnung von $10 \dots 100 \text{ k}\Omega$, während als „Bremspannung“ etwa $2 \dots 20 \text{ V}$ erhalten werden. Die Anordnung nach Abb. 7 kann ebenso wie eine Glimmdiode zum Speichern oder Zählen benutzt werden. Es ergeben sich mit einem Transistor jedoch wesentlich höhere Funktionsgeschwindigkeiten, da keine Entladeverzugszeiten, keine Aufbauzeiten und keine Entionisierungszeiten auftreten. Die Stromanstiegszeiten bei Transistoren in dieser Anordnung erfolgen in kleinen Bruchteilen von Mikrosekunden. Die hohe Funktionsgeschwindigkeit kann zum Aufbau von Zählketten nach Abb. 9 ausgenutzt werden. Hiermit lassen sich Zählgeschwindig-

keiten in der Größenordnung von 10^5 Imp/s erreichen. Der Zählzustand kann aus solchen Transistorketten im Vergleich mit Vielkathodenglimmröhren mit recht hohem Energieinhalt entnommen werden. R liegt größenordnungsmäßig bei 1000Ω (Spannungsabfall etwa 8 V). Da die Zählgeschwindigkeit in der Größenordnung liegt, die für Übertragungssysteme mit Zeitselektion erforderlich ist, wird sich hier ein bedeutsames Anwendungsgebiet für Spitzentransistoren eröffnen. C. Möller

Dr.-Ing. Kramer:

Moderne Funk-Navigationsverfahren¹⁾

Die steigenden Kosten der Großflugzeuge zwingen die Luftfahrtunternehmen zu immer strengeren Einschränkungen der reinen Flugzeit, um nicht die Grenze der Wirtschaftlichkeit zu unterschreiten. Für den Start ist heute am Abflughafen der Zeitpunkt maßgebend, von dem an die Maschine auf kürzestem Wege das Ziel erreichen und bei ihrem Eintreffen ohne Abstellung im Warteraum sofort zur Landung ansetzen kann. Der Pilot wird daher — und das ist psychologisch begründet — die Frage „Wo befinde ich mich?“ als untergeordnet empfinden und Hilfsmittel bevorzugen, die ihm auf „Welche Richtung?“ und „Wie weit?“ antworten.

Der Aufgabenkreis für die HF-Technik, die Hilfsmittel für die Flugnavigation bereitstellt, kann etwa wie folgt umrissen werden:

1. Markierungen der Luftstraße für die kürzesten Verbindungen zwischen Start und Zielort.
2. Anzeigergeräte für die einzuschlagende Flugrichtung.
3. Anzeigergeräte für die Entfernung vom Ziel und womöglich vom Abflughafen.
4. Blindlandeanlagen.
5. Anzeigergerät für die Geschwindigkeit über Grund.
6. Alle technischen Schwierigkeiten sind auf die Bodenstationen zu verlagern.
7. Auf der Bordseite möglichst nur ein Empfänger mit einfachster Bedienung (wenn möglich mit Druckknopf) und Zusatzgeräte für die verschiedenen Zwecke. Oberster Grundsatz: klein, leicht, narrensicher.

Unter Berücksichtigung dieser Gesichtspunkte wurden die heutigen Funknavigationshilfen, besonders das VOR-System²⁾, ILS-System³⁾ und DME-System⁴⁾, in einer kurzen, kritischen Betrachtung unter Zuhilfenahme von Lichtbildern besprochen.

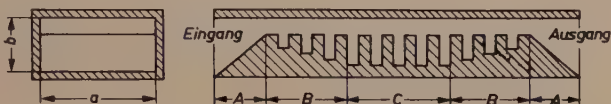
¹⁾ s. Flugfunkortungstagung Frankfurt/M. vom 15. bis 17. 4. 1953. FUNK UND TON 7 [1953], H. 6, S. 321 u. w.; ²⁾ s. FUNK-TECHNIK, Bd. 7 [1952], H. 16, S. 426; ³⁾ s. FUNK-TECHNIK Bd. 7 [1952], H. 20, S. 552; ⁴⁾ s. FUNK-TECHNIK Bd. 8 [1953], H. 7, S. 196.

Vielkreisige Hohlraumfilter

Werner Klein referierte über diese in den Richtfunkstrecken so wichtigen Glieder.

Mit steigender Frequenz stößt die Realisierung von Schwingungskreisen und Filtern auf immer größer werdende technische Schwierigkeiten, da Induktivitäten und Kapazitäten nicht mehr in konzentrierter Form aufgebaut werden können. In verstärktem Maße trifft dasselbe für die Konstruktion von Breitband-Antennenweichen in Richtfunkstrecken im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich zu. Hier finden Filter großer Bandbreite und hoher Flankensteilheit der Dämpfungskurve Verwendung. Die Form der Ausführung richtet sich nach den Aufgaben, die der Filter erfüllen soll, und nach der verwendeten Energieleitung.

Die Schwingungskreise werden bei diesen Frequenzen von Hohlleiterabschnitten gebildet, die durch Hohlleiterstücke miteinander verbunden werden, deren Länge ein Viertel der Hohlleiterwellenlänge entsprechen.



Schnitt durch den Hohlleiterfilter mit Breitbandcharakter

Die Kopplung zwischen den einzelnen Schwingkreisen (Hohlleiterabschnitten) erfolgt durch Löcher in den Blenden, die die Hohlleiterabschnitte abschließen. In gewissen Grenzen ist eine Verschiebung der Resonanzfrequenz durch Abstimmerschrauben möglich.

Die geometrischen Abmessungen ergeben sich für einen Abschnitt zu der halben Rohrwellenlänge, da der Abschnitt an beiden Enden durch die Blenden abgeschlossen ist. Als Anhalt seien folgende Angaben gemacht: Ein achtkreisiger Filter wird bei einer Betriebswellenlänge von 7,5 cm etwa 60 cm lang.

Bei Verwendung von Koaxialleitungen (meistens bei Wellenlängen über 10 cm) baut man aus Koaxialleitungsstücken in ähnlicher Weise Schwingkreise und Koppelleitungen auf. Man erhält dadurch die Möglichkeit, mit Baukosteneinheiten zu arbeiten, die leicht justierbar sind und außerdem kleine Abmessungen haben.

Bei einer weiteren Ausführungsform von Breitbandfiltern (Abb. 1) ist eine Hohlleiterwand mit Schlitzen versehen. Diese Schlitze ergeben bei Resonanz die obere Grenzfrequenz des Durchlaßbereiches; die untere Grenzfrequenz ist durch die Grenzfrequenz des Hohlleiters selbst gegeben. Die Transformation zwischen Hohlleiter und Filter erfolgt durch Abschnitt A. Die Schlitze B sind zusätzliche Resonanzkreise, die weitere Durchlaßbereiche bei höheren Frequenzen verhindern sollen. Außerdem bilden sie den Übergang zum Abschnitt C, der die

Resonanzkreise für die obere Grenzfrequenz enthält.

Hohlräume lassen sich ebenfalls durch Löcher in den gemeinsamen Trennwänden direkt koppeln; eine Möglichkeit, die neuerdings auch für Vielkreisfilter großer Bandbreite Anwendung findet. Der Hauptvorteil liegt in dem engen Zusammenbau und der dadurch gegebenen Platzersparnis.

Die Berechnung der Hohlraumfilter erfolgt nach den Gesetzen der Vierpoltheorie. Verluste werden durch eine Näherungsrechnung erfaßt; die Kopplung der einzelnen Schwingkreise (durch Löcher in den Trennwänden) ist elektrisch und magnetisch, wobei mit steigendem Lochdurchmesser der Anteil der magnetischen Kopplung erst merklich wächst, wenn der relative Koppelochradius größer als 0,5 wird. Da die magnetische Kopplung eine Schwächung der koppelnden Wirkung bedeutet, bleibt man konstruktiv besser unter diesem Wert. Auch bei Hohlleitern wird die Ankopplung durch Löcher

vorgenommen, die man im wesentlichen als verlustlose Übertrager auffaßt. Die großen Bandbreiten machen eine feste Kopplung erforderlich.

Die Ankoppelelemente wirken besonders in den Endhohlräumen verstimmend und verändern das L-C-Verhältnis. Die Dimensionierung der Abschlußhohlräume unter Berücksichtigung aller Verstimmungen ist das Hauptproblem der Entwicklung.

Den erforderlichen Kopplungsgrad bei der gewünschten Bandbreite kann man auch durch Einbringen eines dielektrischen Stabes mit hoher Dielektrizitätskonstante und kleinem Verlustfaktor in die Hohlraumachse erreichen. Dadurch wird die Resonanzlänge größer. Das Feld wird zur Hohlraumachse hin verzerrt. Allerdings steigt die Dämpfung durch die unvermeidlichen Verluste. Der Nachteil liegt in der Unmöglichkeit einfacher Vorausberechnung. Man ist im allgemeinen auf experimentelle Arbeit angewiesen.

Abschließend wurde der Aufbau eines Vielkreisfilters an Hand eines Zehnkreisfilters für 2000 MHz näher beschrieben. Boerner

Literatur:

- [1] G. L. Ragan: Microwave transmission circuits. McGraw Hill, New York 1948.
- [2] J. C. Greene: Corrugated waveguide band-pass filters. Electronics 24 (1951), S. 117 bis 119.

Die neue Akustik

Internationaler Kongreß für Elektroakustik in Holland 1953

Die Gebietseinteilung in der Physik unterliegt von jeher Revisionen, und in gewissen Abständen muß eine völlige Neugliederung vorgenommen werden. Sehr oft lassen grundsätzliche Erkenntnisse einzelne spezifische Teilgebiete zu umfassenderer Bedeutung gelangen oder umgekehrt Teilgebiete wieder zu größeren Gruppen zusammenwachsen, wenn ein gleiches physikalisches Verhalten in diesen Gebieten entdeckt worden ist.

Solche Vorgänge sind auch neuerdings in der Akustik zu beobachten. Davon gab *R. H. Bolt*, Präsident der Internationalen Kommission für Akustik, gelegentlich des Internationalen Kongresses für Elektroakustik, der im Juni unter Teilnahme von mehr als 300 Wissenschaftlern aus der ganzen Welt in Delft und Den Haag stattgefunden hat, ein eindrucksvolles Bild.

Neugliederung der Akustik

Bolt führte aus, daß die Akustik sich mit allen Formen mechanischer Schwingungsenergie und mit allen Wechselwirkungen zwischen dieser Energie und dem Menschen beschäftigt. Der Kern der Materie hat demnach zwei Hälften: Physikalische Akustik und Bioakustik. Die enge Wechselwirkung zwischen diesen beiden Hälften führt zu Ergebnissen in den folgenden vier Sphären:

1. Medizinisch-soziologische Auswirkungen,
2. Nachrichtenübertragung,
3. Musik und Unterhaltung,
4. Hilfsmittel für Wissenschaft und Industrie.

Das erste Gebiet befaßt sich mit der Bekämpfung und Kontrolle von Geräuschen aller Art, mit dem Schutz des Ohres gegen Geräusche, Hörhilfen und Audiometern und mit Verfahren zur medizinischen Diagnose und Therapie. Das zweite Gebiet, Übertragung von Hörschall, umschließt Radio, Fernsehen, Telefon und spezielle Übertragungsanwendungen. Unter 3. erscheinen die Musikinstrumente, die Untersuchungen musikalischer Klänge, die Psychologie ästhetischer Reaktionen sowie die raumakustischen und übertragungstechnischen Voraussetzungen für musikalischen Genuß. Das letzte Gebiet behandelt Meßverfahren zum Studium physikalischer und biologischer Substanzen, Instrumente für Werkstoffprüfung und chemische Analyse, Verfahren zur Beeinflussung und Vergütung von Stoffen in der industriellen Produktion. Die Entwicklung dieser vier Gebiete vollzieht sich in gemeinsamer Zusammenarbeit zwischen der eigentlichen Akustik und den Spezialgebieten der Wissenschaft und Technik. Dazu zählen Physik, Chemie, Elektrotechnik, Architektur, Hochbauwesen, Musik, Medi-

zin, Gesundheitswesen, Psychologie, Physiologie, Metallurgie u. a. mehr.

Die Erkenntnis dieser Struktur mit ihrem doppelten Kern und ihren vier Hauptanwendungsgebieten und die damit verbundene Atmosphäre der Zusammenarbeit mehrerer Gebiete führt zu einer neuen fachlichen Ganzheit, die als „Neue Akustik“ bezeichnet werden möge. Elektroakustik ist die allgemein gültige Währung in dieser neuen Akustik, denn sie stellt das Hauptverbindungsmitglied zwischen Ideen und Anwendungen her.

Von den über 80 Kongreßbeiträgen, die in Buchform zusammengefaßt werden sollen, seien im folgenden einige Wenige referiert. Im folgenden einige wenige referiert.

Magnetton-Technik

Die verschiedenen physikalischen Einflüsse, die sich bei einer Magnetton-Aufnahme bemerkbar machen, die jedoch immer noch nicht ganz geklärt sind, wurden von *H. Schiesser (RTI)* diskutiert, wobei ihm eingehende Experimente an einer Standardanlage zur Grundlage dienten. Zunächst wurden an einer größeren Anzahl von Masse- und Schichtbändern in gebündelten Proben die Hystereseschleifen in einer am Netz angeschlossenen Zylinderspule aufgenommen (Abb. 1)). Es wurden Koerzitivkräfte bis 300 AW/cm, Remanenz bis 800 G, Anfangspermeabilitäten bis 4 und Schichtdicken bis 50 μ m festgestellt, für magnetisch harte Schichten (kleine Bandgeschwindigkeiten) bei Schichtdicken unter 15 μ m Koerzitivkräfte über 150 AW/cm bei Remanenzen um 500 G. Zur Messung des wichtigen Verhältnissfaktors Signal- zu Vormagnetisierungsfeldstärke diente eine eisenfreie Aufsprechanordnung, deren Doppelleitersystem einen definierten Feldstärkeverlauf ergibt (Abb. 2).

Die Empfindlichkeitskurve, die die remanente Magnetisierung als Funktion der Vormagnetisierungsintensität angibt, wurde empirisch punktweise durch zeilupenhaft verlangsamte Nachbildung des Magnetisierungsvorgangs während des Durchlaufens eines Partikelchens durch das Aufsprechsplettfeld gewonnen, wobei die aufeinanderfolgenden Magnetisierungszyklen entsprechend einem gegebenen Verlauf der Spaltbegrenzungskurve bemessen werden (Abb. 3). Anschaulich wird dieser Vorgang, wenn der zur Aufnahme der Hystereseschleifen benutzten Anordnung nach einem Vorschlag von *Schmidbauer* zusätzlich ein Signalstrom entsprechenden zeitlichen Verlaufs zugeführt wird, so daß schrumpfende unsymmetrische Schleifen erhalten werden und die sich bei den eingestellten Arbeitsbedingungen ergebende

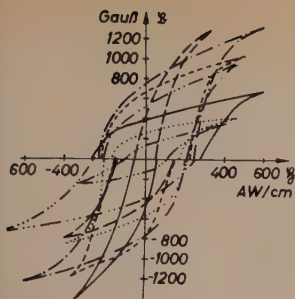


Abb. 1. Maximale Hystereseschleifen verschiedener Tonträger

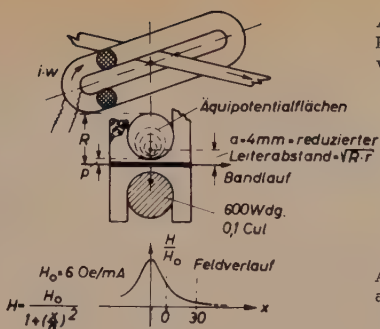


Abb. 2. Aufsprechanordnung mit Doppelleitersystem

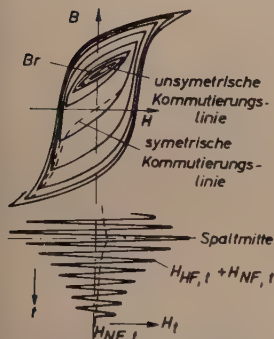


Abb. 3. Aufsprechvorgang mit HF-Vormagnetisierung

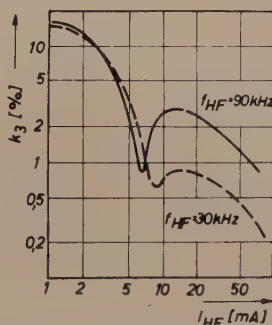


Abb. 4. Kubischer Klirrfaktor in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt

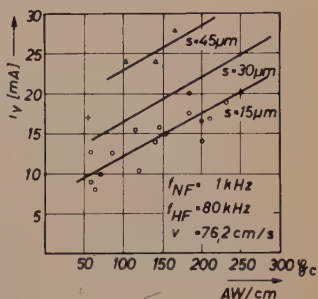


Abb. 5. Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstromes von Koerzitivkraft und Schichtdicke

Remanenz ersichtlich wird. So erhält man Empfindlichkeitskurven für unterschiedliche Signal- und Vormagnetisierungsfrequenzen und Feldgradienten in x- und y-Richtung.

Die spezifische Empfindlichkeit ist für Bänder von 50 μm etwa proportional. Die für maximale Steilheit der Arbeitskennlinien erforderliche Vormagnetisierungsfeldstärke erweist sich für kleine Schichtdicke der Koerzitivkraft der Tonträger proportional und steigt mit der Dicke der an der Aufzeichnung beteiligten Schichten (Abb. 4).

Die allein interessierenden kubischen Verzerrungen sind aus der ersten und dritten Ableitung der Remanenzkurve zu ermitteln, wobei eine Integration über alle an der Aufzeichnung teilnehmenden Schichten erforderlich ist. Im Wendepunkt der Kennlinie ergibt sich ein Minimum der Verzerrungen, das von Kopfeigenschaften, Vormagnetisierungsfrequenz und auch vom Pegel abhängig ist (Abb. 5).

Bei der Untersuchung des Kopiereffekts wurde überraschenderweise ein starker Einfluß mechanischer Beanspruchungen festgestellt, als dessen Ursache Magnetostriktion vermutet

wird. Eventuell bietet sich hier ein neues Kopierverfahren an, das ein nur schwaches Hilfsfeld benötigt und eine Beschädigung des Originals ausschließt.

Weiter wurden Hinweise in bezug auf Frequenzgang, Löscharbeit und Störgeräusch gegeben.

Weitere Probleme der Bandaufzeichnung theoretischer Art wurden von W. K. Westmijze-Holland*) behandelt. Aus der Berechnung des Magnetfeldes vor dem Spalt eines Aufnahmekopfes mit der Lösung eines zweidimensionalen Potentialproblems wird nachgewiesen, daß die bekannte Spaltfunktion $\sin(\pi/\lambda) / (\pi/\lambda)$ nur in einem hypothetischen Fall gültig ist. An deren Stelle kann eine allgemeinere Formel angegeben werden. Die Berechnung des Magnetfeldes innerhalb und außerhalb eines sinusförmigen magnetisierten Bandes führte zu weiteren Erkenntnissen: Ist die Permeabilität des Bandes größer als eins, so hat das entmagnetisierende

*) Vgl. auch die Dissertationsschrift des Vortragenden „Studies on Magnetic Recording“ (Universität Leiden 1953).

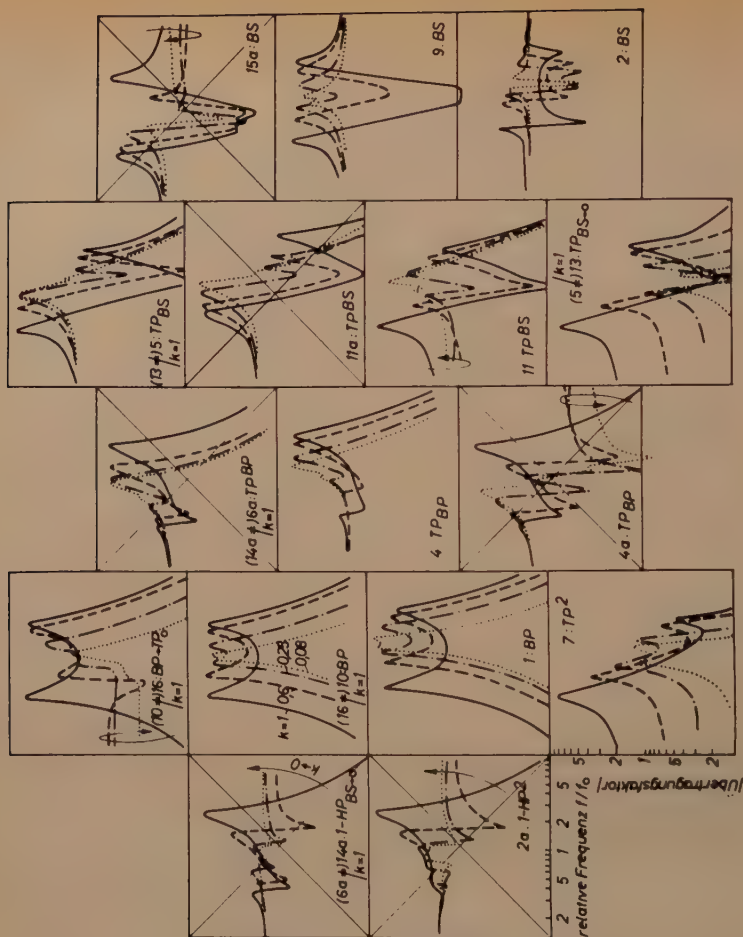


Abb. 6. Filterfrequenzkurven von zweiwelligen Anordnungen bei verschiedenen Kopplungsgraden (1; etwa 0,5; 0,3 und 0,1) geordnet nach ihrer Verwandtschaft zu einwelligen Anordnungen

Feld einen Rückgang der remanenten Magnetisierung zur Folge. Es zeigt sich, daß nur im Fall der Permeabilität des Bandes gleich eins die longitudinale und senkrechte Magnetisierung denselben Fluß im Kopf erregen. Weiter wurden die Ergebnisse von Messungen des Kopiereffekts aufgeführt und mit den Resultaten der Berechnung der magnetischen Nachwirkung verglichen, welche den Brownschen Bewegungen in einem Kraftfeld zugrunde gelegt sind. Die logarithmische Zunahme des Kopiereffekts in Abhängigkeit von der Zeit wird auf diese Weise erklärt.

Elektroakustische Musikforschung

Bei dem immer weiteren Eindringen in die elektronische Musik kommt man zu revidierten Vorstellungen über das Wesen der Klangfarbe. Damit befaßte sich insbesondere R. Bierl bei der Entwicklung eines elektrischen Instruments in der Form eines Akkordeons*). Er führte aus, daß bei der Klangfarbe im Falle des Abbaus aus einer obertonreichen Schwingung das „Erregungsspektrum“ und der „Systemeinfluß“ (Filter) zu trennen sind. Beide

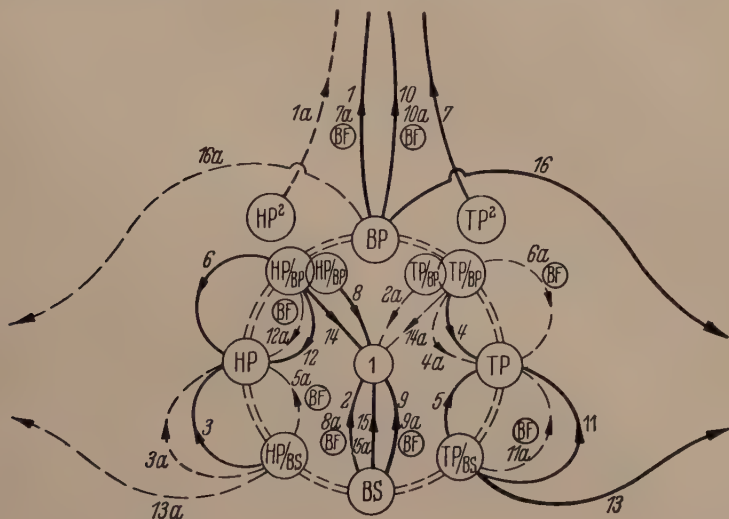
*) s. FUNK UND TON 6 [1952], H. 11, S. 612.

Faktoren unterliegen — der erste etwas mehr, der zweite weniger — dem Willen des Spielers. Im Interesse eindeutiger Verhältnisse schlägt der Vortragende ein Klangfarben-Ordnungssystem vor, in dem das Erregungsspektrum nach Verzerrungs- und Unsymmetriegrad charakterisiert wird und die Systemfrequenz in einem Zirkel angeordnet sind, in dem auch

Der Klang bestimmter Instrumente kann unter Umständen im Konzertsaal schwächer hörbar sein als erwünscht. Das hat folgende Gründe:

1. der schwache Klang ist eine Eigenart des Instruments,
2. das Instrument steht an einem ungünstigen Platz.

In beiden Fällen kann der Klang einer stereo-



(35e) Abb. 7. Entwurf für die Einordnung der Systemfrequenzkurven (zweiwelliges Beispiel) innerhalb eines Klangfarben-Intervall-Zirkels. Die ausgezogenen Linien gehören zu kapazitiver, die gestrichelten zu induktiver Kopplung

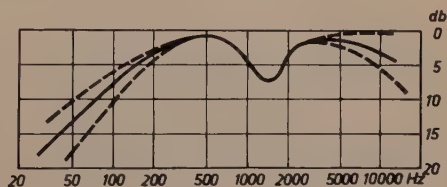
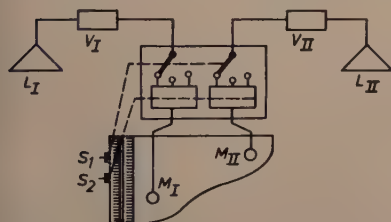


Abb. 8. Prinzipschaltbild und Frequenzgang der Apparatur zur Schallverstärkung des Cembalos

die mehrwelligen Anordnungen als Spezialfälle der einwilligen — in der Reihenfolge Bandpaß-Tiefpaß-Bandsperr-Hochpaß — untergebracht werden können. Abb. 6 und 7 zeigen dieses Ordnungssystem für zweiwellige Beispiele. Möglicherweise könnte damit auch die musikalische akustische Forschung an herkömmlichen Instrumenten gefördert werden.

Zur stereofonischen Übertragung klangschwacher Instrumente im Konzertsaal äußerte sich E. Thienhaus-Hamburg wie folgt:

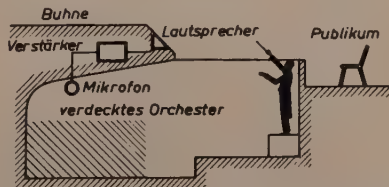


Abb. 9. Die aus der Versenkung kommende Musik wird elektroakustisch auf die Bühnenrampe „heraufgehoben“

fonischen Wiedergabe dem Originalschall beigemischt werden. In Abb. 8 ist eine Apparatur zur Schallverstärkung des Cembalos mit dem zugehörigen Frequenzgang dargestellt. Die Mikrofone befinden sich unmittelbar über dem Resonanzboden an zwei klanglich möglichst unterschiedlichen Stellen, M_I in der Diskantzone, M_{II} in der Baßzone. Der starke Abfall der Frequenzkurve im tiefen Frequenzgebiet ist notwendig, um einerseits die Wirkung der tiefen Frequenzen im Nahfeld der Schallanstrahlung und andererseits die größere Empfindlichkeit des Ohres für tiefe Frequenzen bei steigender Lautstärke auszugleichen. Auffällig ist, daß die Intensität im Spektralbereich von etwa 1000 bis 2000 Hz reduziert werden muß, andernfalls der Klang derb und unedel wird. Da die „Näseformanten“ in dem fraglichen Frequenzgebiet liegen, andererseits bei den Geigspektren ebenfalls ein Einbruch zwischen 1000 und 2000 Hz gefunden wurde, vermutet der Vortragende, daß das Ohr ästhetisch eine gewisse Abneigung gegen dieses Frequenzgebiet hat. Dazu konnte *F. Winkel* in der Diskussion ergänzen, daß er auch bei Gesangsstimmen jene starke Dämpfung im Gebiet von 1000 und 2000 Hz beobachtet hat, wobei noch zu erwähnen ist, daß in jenem Bereich der „ä“-Formant besonders störend auftritt, der phonetisch mit dem Näsiformanten eng zusammenhängt. Möglicherweise handelt es sich bei der geschilderten Erscheinung um ein grundlegendes Gesetz der Klangästhetik.

Haas-Effekt

Mehrere Beiträge beschäftigten sich mit praktischen Anwendungen des Haas-Effekts^{*)}. Er beruht bekanntlich auf der Erscheinung, daß die Lautsprecherverstärkung einer Rede nicht als Lautsprecherklang bemerkbar wird, wenn dieser mit einer Laufzeitverzögerung bis zu 50 ms nach dem Originalklang beim Ohr des Hörers eintrifft. Messungen haben ergeben, daß die maximale Wirkung — Lautsprecher 10 db lauter als der Originalschall — bei einer Verzögerung von 15 ms eintritt. Die Ursache dieses Effekts ist vermutlich im Zentralorgan zu suchen; eine einwandfreie Erklärung ist jedoch bisher von keiner Seite erfolgt.

In Anwendung dieses Prinzips hat man in der St.-Pauls-Kathedrale in London die im ganzen Raum verteilten 600 Lautsprecher herausgenommen und durch die neue Anlage ersetzt — mit dem Ergebnis, daß der Pfarrer jetzt in der ganzen Kirche klar und deutlich zu hören ist.

Mit solchen „unhörbaren“ Lautsprechern kann man die Akustik in Oper und Konzertsaal verbessern. So hat *E. Thienhaus* vorgeschlagen, die Musik aus dem versenkten Orchesterraum „herauszuheben“, indem die durch Mikrofone abgenommene Musik durch Lautsprecher an

der Bühnenrampe wiedergegeben wird (s. Abbildung 9). Prof. *L. Cremer* hat in München Versuche durchgeführt, in einem Konzertsaal die Nachhallzeit mittels der geschilderten Einrichtungen zu beeinflussen. *Dr.-Ing. F. Winkel*

Es gibt keinen sechsten Sinn

Diese, auch für den Akustiker interessante Feststellung wurde von *I. Kohler* im Institut für experimentelle Psychologie der Universität Innsbruck getroffen¹⁾. Als „sechster Sinn“, auch „Fernsinn“ oder „Blindensinn“, wird die Fähigkeit Blinden bezeichnet, ein Hindernis, welchem sie sich nähern, zu erkennen. Daß Blinde die Eigenschaften eines Raumes oder eines ihnen entgegentretenden Hindernisses durch akustische Beobachtungen erkennen können, ist bekannt. Geübte Blinde haben es nicht nötig, erst Geräusche, z. B. durch Klopfen oder Sprechen, zu erzeugen, sondern es genügt der fast überall vorhandene schwache Geräuschpegel.

Das eigenartige ist aber, daß der Blinde die Hindernisse durch ein Hautgefühl an den Schläfen, der Stirn, mitunter auch an der Brust oder den Schultern wahrnimmt und sich dabei keiner besonderen Gehörerlebnisse bewußt ist. Auch ohne das Augenlicht verloren zu haben, kann dieses Gefühl entwickelt werden; es gehört allerdings viel Übung dazu. Die Leistungen, die Blinde in dem Erkennen von Hindernissen aufweisen, sind oft erstaunlich groß. Flächen von einigen Quadratmetern werden bereits aus 1 ... 2 m Entfernung mit Sicherheit erkannt.

Die Untersuchungen dieses Hautgefühles wurden so vorgenommen, daß Luftströmungen oder Wärmestrahlung ausgeschlossen waren, und ergaben eindeutig, daß die Wahrnehmungen durch das Gehör vermittelt werden. „Vertauscht“ man die Ohren durch das sog. Pseudophon (zwei Hörrohre, die den Schall von rechts dem linken Ohr zuführen und umgekehrt), so lokalisiert der Blinde das Hindernis jeweils auf der falschen Seite.

Das eigentümliche Hautgefühl kommt nicht von außen, wie Abdeckungsversuche feststellten. In der Wahrnehmungspsychologie ist es eine längst bekannte Tatsache, daß wir vieles ergänzen, wofür die äußeren Reize fehlen. Auch der Sehende, der einer herannahenden Gefahr nicht mehr ausweichen kann, empfindet ganz deutlich die Berührung im voraus an der Körperstelle, an welcher der Zusammenstoß erwartet wird. Gehöreindrücke geben dazu den Anlaß, ohne daß sie selbst ins volle Bewußtsein zu treten brauchen. Der sog. sechste Sinn ist somit als eine *Warnungsempfindung* aufgeklärt, die durch das Gehör vermittelt wird.

Für den Akustiker ist sowohl die außerordentliche Empfindlichkeit und Genauigkeit des Gehörsinns, insbesondere des Richtungshörens, als auch dessen zentrale Stellung innerhalb der Sinneswahrnehmungen bemerkenswert.

F. Trautwein

^{*)} s. FUNK UND TON 6 [1952], Nr. 1, S. 48.

¹⁾ Der Kriegsblinde, 4 [1953], Nr. 5. Bielefeld.

Die geometrische Transformation von Impedanzdiagrammen

Die Berechnung von Leitungsimpedanzen und der durch die Vorschaltung von Leitungen bedingten Transformation von Widerständen ist besonders im Gebiete der Dezimeter- und Zentimeterwellen von Bedeutung¹⁾, da hier die Impedanz auch kurzer Leitungsstücke nicht mehr vernachlässigt werden darf. Diese Berechnung wird durch zwei Arten von Kreisdiagrammen sehr erleichtert.

Die in der Literatur als Kreisdiagramm 1. Art bekannte Darstellung besteht aus zwei orthogo-

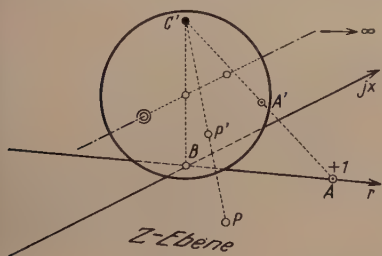


Abb. 1a

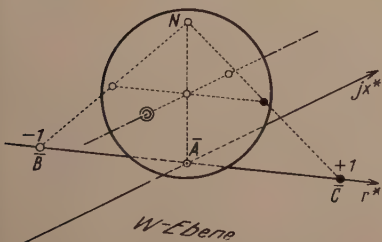


Abb. 1b

nalen Kreisscharen, welche die geometrischen Orte aller Punkte mit gleichen Verhältnissen Abschlußwiderstand/Wellenwiderstand und Leitungslänge/Wellenlänge bilden. Diese Darstellung hat den Nachteil, daß sie nur einen beschränkten Widerstandsbereich umfaßt, weil sich die beiden Kreisscharen bis ins Unendliche erstrecken. Beim Kreisdiagramm 2. Art liegen alle möglichen Widerstandswerte innerhalb des Einheitskreises.

Das Kreisdiagramm 1. Art kann in das 2. Art nicht nur analytisch mit Hilfe einfacher Transformationsformeln umgeformt werden, sondern

auch — und zwar besonders anschaulich — mit Hilfe der Riemannschen Zahlenkugel. Denkt man sich nämlich das Kreisdiagramm 1. Art in einer mit z bezeichneten Ebene dargestellt und auf diese Ebene eine Kugel gelegt, welche die Ebene im Ursprung berührt (Abb. 1a), so kann durch die in Abb. 1a dargestellte Konstruktion jedem Punkt P der z -Ebene ein Punkt P' auf der Kugel zugeordnet werden. Da negative Wirkwiderstände bei Impedanzdiagrammen nicht vorkommen, wird nur die rechts von der jx -Achse liegende Hälfte der Ebene und entsprechend nur eine Hälfte der Kugel benötigt.

Denkt man sich nun die Zahlenkugel um eine durch ihren Mittelpunkt gehenden und zur jx -Achse parallele Gerade um 90° gedreht (Abb. 1b) und die Punkte der Kugeloberfläche nach dem gleichen Verfahren wie vorher wieder in die nunmehr mit w bezeichnete Ebene übertragen, so entspricht dem Punkt B der z -Ebene der Punkt \bar{B} der w -Ebene. Der Punkt A wandert nach \bar{A} , die unendlich fernen Punkte der z -Ebene sind im Punkt \bar{C} der w -Ebene zusammengefaßt. Alle Impedanzwerte mit positivem Realteil liegen innerhalb eines Kreises, der durch B und C geht und A als Mittelpunkt hat. Es wird gezeigt, wie sich in der z - und w -Ebene Gerade und Kreise wechselseitig entsprechen.

Verbindungs-Transistor mit Feldsteuerung

Ein Kristall vom p - n -Typ (Abb. 1) wird von einem Gleichstrom I_a durchflossen (Richtung des Elektronenstromes von der p - zur n -Seite)¹⁾. An der Übergangsstelle zwischen p - und n -Teil liegt eine Steuerelektrode (Abstand d vom Kristall einige 0.001 mm, Breite B von der Größenordnung 0,1 mm). An ihr liegt eine Gleichspannung, und ihr überlagert eine Wechselspannung, die den Strom I_a steuert. Diese Steuerung, für die als Maß $G_m = (\partial I_a / \partial U_g) U_a$ gewählt wird, hängt vom Zustand der Kristalloberfläche ab. Mit Kristalldioden der Bell Telephone Laboratories wurden Werte von G_m bis zu einigen μ Siemens erreicht. Die Frequenzkurve ist flach bis zu einigen 100 kHz. Wird der Zwischenraum zwischen Kristall und Steuerelektrode mit einer Flüssigkeit, z. B. Öl, ausgefüllt, so ändert sich der Effekt entsprechend der Dielektrizitätskonstanten. Werden polare Flüssigkeiten eingeführt, so ändert G_m sein Vorzeichen und wächst erheblich. Die Frequenzkurve bricht dann schon bei Tonfrequenzen ab. Die Abhängigkeit des Stromes I_a von U_g und verschiedenen Parametern, der Einfluß verschiedener Flüssigkeiten

¹⁾ Briner, H., und Graffunder, W., Telefunken-Zeitung 26 [1953], H. 99, S. 102.

¹⁾ Stützer, O. M.: Junction Fieldistors. Proc. I. R. E. Bd. 40, Nov. [1952], H. 11, S. 1377.

und die Änderung der Steilheit G_m mit der Frequenz werden angegeben. Bei höheren Spannungen treten unreproduzierbare Änderungen infolge von Elektrolyse auf. Bei Spannungen unter 1,5 V kann aber eine sorgfältig hergestellte Kristalltriode über Monate hindurch auf $\pm 15\%$ konstant bleiben.

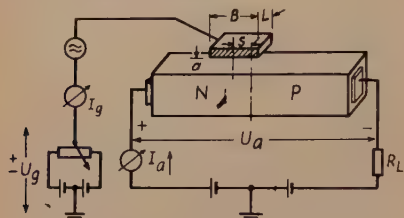


Abb. 1. Schematische Darstellung der Versuchsanordnung

Die beobachteten Erscheinungen werden theoretisch erklärt. Das hohe Rauschen der Anordnung wird auf die große Stromdichte (10^3 A/cm^2) an der Oberfläche zurückgeführt. Der Eingangswiderstand der Versuchsanordnung wird mit 10 MOhm, der Ausgangswiderstand mit einigen kOhm angegeben.

Roe.

Umfang der Originalarbeit 5 Seiten.

Impulsverteiler

Für Mehrkanal-Impulsübertragung nach dem Verfahren der Zeitstaffelung benötigt man sogenannte Impulsverteiler, welche die für die einzelnen Kanäle benötigten Impulse liefern¹⁾. Diese werden bei der Sendestelle moduliert und gemeinsam übertragen; bei der Empfangsstelle dienen sie zur Demodulation und Verteilung der Nachrichten auf die einzelnen abgehenden Leitungen. Impulsverteiler, die nur die Verteilerfunktion haben, sind die mit Laufzeitgliedern (Abb. 1), mit Kippgeneratoren (Methode nach Kettel, das Kanalfensterverfahren, Ringzähler), mit Hilfslaufzeitketten, der Impulsverteiler nach Stüwe (Abb. 2) und der mit Katodenstrahlhalter.

Impulsverteiler, in denen die Impulse nicht nur verteilt, sondern auch moduliert werden, sind z. B. der Katodenstrahlhalter für Amplitudenmodulation (Abb. 3). Ein Elektronenstrahl tritt während seiner periodischen Ablenkung durch die Spalte der Blende B und streicht dabei impulsartig über die Segmente S_n . Entsprechend der an diesen liegenden Signalspannung

1) Oberbeck, H.: Impulsverteiler. Telefunken-Zeitung Bd. 26, Jan. [1953], H. 98, S. 23 ... 32, 25 Abb.

Abb. 1. Schaltung und Impulsdigramm für einen Impulsverteiler mit Laufzeitketten

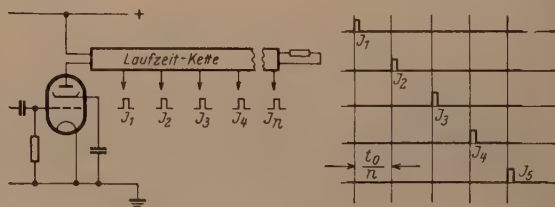
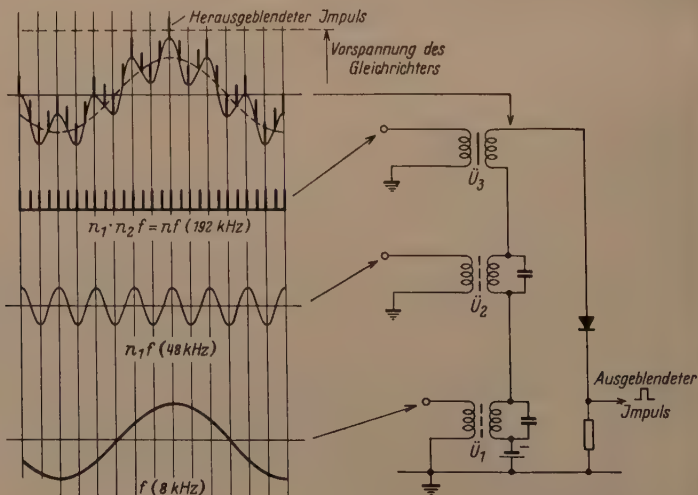


Abb. 2. Spannungsdiagramm und Prinzipschaltbild der Ausblendstufe des Stüveschen Impulsverteilers



treten mehr oder weniger Sekundärelektronen zu dem gemeinsamen Auffänger über. Andere Impulsverteiler dieser Art sind die Strahlschalter für Zeitmodulation, die Sinusmethode und die Gruppen-Sinusmethode nach H. J. von Bayer.

Roe.

Umfang der Originalarbeit 10 Seiten.

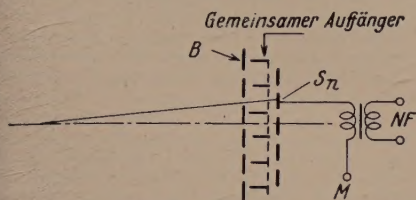


Abb. 3. Katodenstrahlchalter für Amplitudenmodulation

Die Verbesserung eines Fernsehsystems in bezug auf Einschwingvorgänge¹⁾

Bei der Normenfestlegung scheinen die Daten für den Frequenzgang des gesamten Übertragungskanals für eine günstige Einschwingkurve nicht optimal festgelegt zu sein. Der Verfasser sucht nach Abänderungen für die Amplitudenkennlinie von Sender und Empfänger, die sich innerhalb der normierten Toleranzgrenzen bewegen, und die trotzdem zu einer besseren Einschwingkurve führen. Bei den Versuchen wurde ein trägerfrequentes Signal amplitudenmoduliert durch eine mäanderförmige Modulation. Die Zwischenfrequenz gerade des Senders wurde durch ein passives Netzwerk ersetzt und der Senderausgang durch ein weiteres Netzwerk geschickt, mit dem die Zwischenfrequenzstufen des Empfängers nachgeahmt werden sollten. Am Ausgang lag dann ein geeigneter Oszillograf. Bei den Trägerfrequenzkreisen fast aller Fernsehsysteme wird die Phasenkennlinie eindeutig durch den Amplitudengang festgelegt. Da das auch bei dem Versuchssystem des Verfassers gilt, so kann man aus seinem Verhalten auf das Verhalten technischer Fernsehsysteme schließen. Wenn man die Amplitudenkennlinie für Sender und Empfänger normgerecht macht und volle Modulation von Schwarz auf Weiß anwendet (Modulationsfaktor 0,714), so erhält man erhebliche Einschwingstörungen, so daß das Ausgangsoszillogramm kaum noch die Mäanderform wiedergibt. Vor allem sind Überspringen und Flankensteilheit beim Sprung von Schwarz nach Weiß und umgekehrt wesentlich verschieden. Das deutet auf eine nichtlineare Störung hin.

¹⁾ Ruston, J., Improving TVsystem transient response. Electronics, Aug. [1952], S. 110 ... 114.

Die Nichtlinearität verschwindet bei kleinerem Modulationsfaktor. Die verbleibende Störung läßt sich durch phasendrehende Netzwerke ausgleichen, aber sie bewirken bei hohen Modulationsfaktoren eine zusätzliche Verschlechterung.

Solange man sich eng an die vorgeschriebene Norm hält, ist diese Störung unvermeidlich. Es wurde dann die Nyquist-Flanke so flach wie möglich gemacht, wobei nur darauf geachtet wurde, daß im unteren Nachbartonkanal hinreichende Dämpfung bestand. Das Verhalten gegenüber Rechteckwellen wurde dadurch beträchtlich verbessert, obgleich es immer noch den Bildeindruck wesentlich störte. Auch in diesem Falle läßt sich bei kleinen Modulationsgraden durch phasendrehende Netzwerke eine Verbesserung erzielen, die aber bei hohen Modulationsgraden zu einer Verschlechterung wird. Der Verfasser hat dann eine stufenförmige Frequenzkennlinie verwendet. Die Amplitudenkennlinie stieg von $-1,5$ MHz bis etwa $-0,8$ MHz etwa linear an, verlief von $-0,8$ bis $+0,8$ MHz, d. h. links und rechts vom Träger horizontal, um bei etwa $+1$ MHz erneut um den gleichen Stufenwert zu springen. Die beiden Sprünge links und rechts vom Träger wurden zentralsymmetrisch ausgebildet, so daß die Nyquistregel erfüllt bleibt. Die Mäanderkurve kommt nun fast ideal zur Ausbildung, und unabhängig vom Modulationsgrad ist der Sprung Schwarz-Weiß oder Weiß-Schwarz vom gleichen Typ. Zur Realisierung dieser Kennlinie wird ein Netzwerk angegeben, das man in die Videostufe des Empfängers einbauen kann. Es wird dann ein Frequenzgang für den Sender und den Empfänger angegeben, die beide zu der vorgeschriebenen Stufe führen und dennoch innerhalb der Norm bleiben. Schw.

Mathematische Theorie über lamellierte Übertragungskabel

Es wird eine mathematische Untersuchung¹⁾ über ein Kabel gebracht, welches von A. M. Clogston angegeben wurde, kleine Verluste hat, für große Bandbreiten geeignet und lamelliert ist. Die Untersuchung gilt für symmetrische und koaxiale Kabel. Der erste Teil behandelt sogenannte „Clogston 1“-Kabel, bei denen die Leiter lamelliert sind, und bei denen ein Dielektrikum verwendet wird, das der Phasengeschwindigkeit der Wellen auf dem Kabel angepaßt ist.

Im zweiten Teil sollen dann Kabel behandelt werden, bei denen ein willkürlicher Bruchteil des Gesamtvolumens aus Lamellen besteht und der Rest mit dem Dielektrikum angefüllt ist. Er wird sich insbesondere mit Kabeln vom Typ

¹⁾ Morgan, S. P., Mathematical theory of laminated Transmission lines, Bell Syst. Techn. Journ., Sept. [1952], S. 883 ... 949.

„Clogston 2“ befassen, bei denen der gesamte Ausbreitungsraum vom lamellierten Material ausgefüllt wird. Das elektromagnetische Problem wird zunächst allgemein formuliert und dann auf die speziellen Fälle eingeeengt. Die vorherrschenden theoretischen Fragen betreffen die Ausbreitungskonstanten und die Felder für den Grundmodus und die höheren Wellenformen in lamellierten Kabeln, die optimalen Abmessungen, die Frequenzabhängigkeit der Dämpfung infolge der Lamellendicke, das Anwachsen der Verluste bei ungeeigneter Phasengeschwindigkeit bei „Clogston 1“-Kabeln (dielektrische Fehlanpassung) und bei Inhomogenitäten des lamellierten Materials bei „Clogston 2“-Kabeln.

Die Untersuchung von Netzwerken und ihren Übertragungskennlinien durch Analogieanordnungen aus der Potentialtheorie¹⁾

Die Übertragungsfunktion eines physikalisch realisierbaren Netzwerkes läßt sich bekanntlich als gebrochene rationale Funktion darstellen, und wenn man Zähler und Nenner in Produktdarstellung schreibt, so kann man die Funktion durch ihre Nullstellen und Pole aufbauen. Wenn man in einer Versuchsanordnung die Nullstellen und Pole auf einer leitenden Ebene verteilt und zu Quellen bzw. Senken einer entsprechenden Stromverteilung macht, so ergibt sich innerhalb der Ebene eine Spannungsverteilung gegenüber einem unendlich großen und unendlich fernen Kreisring, die der Übertragungsfunktion entspricht. Man kann die Anordnung einfacher gestalten, wenn man die unendliche Ebene durch konforme Abbildung in einen logarithmischen Streifen überführt. Es wird ein mechanischer Umschalter benutzt, der eine Gruppe fester Prüfpunkte längs der Streifenmitte abtastet und die Übertragungsfunktion über einer logarithmischen Frequenz auf einer Katodenstrahlröhre sichtbar macht. Die Phasenkennlinie wird nun auf dem Umwege über die Cauchy-Riemannsche Differentialgleichung ermittelt.

Zur Ermittlung des Realteils der Übertragungsfunktion greift der Verfasser auf ein von Guillemin angegebenes Verfahren zurück. Mit ihm kann man übrigens auch den Imaginärteil der Funktion in entsprechender Weise entwickeln. Die Einschwingkurve ergibt sich als inverse Laplacetransformierte der Frequenzfunktion. Unter der Voraussetzung, daß in der rechten Halbebene und auf der imaginären Frequenzachse keine Pole liegen, ist der Realteil der Frequenzfunktion längs der imaginären Achse gleich der Kosinustransformierten. Zur experimentellen Ermittlung setzt der Verfasser

an den Polen Dipolströme an, wobei die Dipolmomente proportional sind zur Größe der Residuen, und der Orientierungswinkel entspricht dem Winkel der Residuen. Mit einer Sonde mißt man nun entlang der imaginären Achse eine Spannungsverteilung in der Meßebene, die dem Realteil der Frequenzfunktion entspricht. Nun werden die Dipole nach ihrer Lage und Residuengröße so ausprobiert, daß sich die erwünschte Übertragungsfunktion ergibt. Die Fehler, die infolge der endlichen Größe der Meßebene entstehen, lassen sich durch eine Doppelschichtanordnung beseitigen, die durch Boothroyd, Cherry und Makar 1949 in der Proc. IEE (London) angegeben wurde. Die erreichten Genauigkeiten liegen bei 5 %, wobei das niedrige Spannungsniveau, welches die Dipole in ihrer weiteren Umgebung auslösen, den eigentlich begrenzenden Faktor darstellt.

BUCHBESPRECHUNG

Prof. Dr. Kafka: „Einführung in die Verstärkertechnik“, 220 S., 96 Abb., Lit- und Sachverzeichnis, Carl Winter, Universitätsverlag Heidelberg, 1951.

Aus der Reihe „Winters Studienführer“ liegt der Band über Verstärkertechnik vor. Der Verfasser wendet sich mit seinem Werk an Studierende und Lernende, die mit den Anfangsgründen der Elektrotechnik vertraut sind, und die von Grund auf in das Gebiet der Verstärkertechnik eindringen wollen. Es wird dazu in den ersten Abschnitten des Buches mehr gebracht als in anderen Lehrbüchern des entsprechenden Gebietes. So enthält die Einleitung einen geschichtlichen Überblick. Es wird dann ein kurzer Abriss der Maxwell'schen Theorie gegeben, die Stromverdrängung wird behandelt, und die Berechnung von Wechselstromschaltungen mit der symbolischen Methode und auch die Ortskurventheorie so hinreichend ausführlich dargestellt, daß der Leser die Anwendung dieser Methoden verstehen lernt. Wichtig ist auch zur Theorie der Wechselströme eine Anleitung für den Gebrauch der Vorzeichenregeln, die für die theoretische Behandlung von Verstärkerproblemen von nicht zu unterschätzender Wichtigkeit sind. An die grundlegende theoretische Besprechung der Schwingkreise und des Transformators schließt sich dann die ausführliche Darstellung der Elektronenröhre, des wichtigsten Elements der klassischen Verstärkertechnik. Der Verstärkungsvorgang mit der Dreipolröhre wird grafisch behandelt, Mehrgitterröhren und Grundlagen der Modulation werden besprochen. Man findet weiter, in Einzelabschnitten erklärt, die selektive Verstärkung bei Sperrkreiskopplung und Transformator-kopplung, die Breitbandverstärkung bei Wi-

¹⁾ Scott, R. E., Network synthesis by the use of potential analogs. Proc. I.R.E., August [1952], S. 970 ... 972.

derstandskopplung und bei Transformator-
kopplung, ferner eine Darstellung der Grund-
lagen von Rückkopplung und Gegenkopplung.
Auch das Problem des Rauschens ist kurz be-
handelt, und es findet sich dabei ein Litera-
tur-Hinweis für den Leser, der sogleich tiefer
in dieses Problem eindringen möchte.

Das Buch ist seiner Anlage nach eine Ein-
führung und man überfordert es, wenn von
ihm Antwort auf moderne Einzelfragen der
Verstärkertechnik, wie Grenzempfindlichkeit,
Mikrowellenverstärkung, magnetische Ver-
stärker, Transistoren usw. erwartet wird.

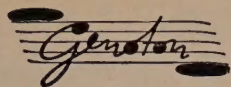
Schu

Güntherschulze und H. Betz: Elek-
trolyt-Kondensatoren. 293 S., Technischer
Verlag Herbert Cram, Berlin 1952, Ganz-
leinen 36 DM.

Das vorliegende Werk, das in 2., vollkommen
neu bearbeiteter Auflage vor kurzem heraus-
gekommen ist, war die erste ausführliche Buch-
veröffentlichung über den Elektrolyt-Konden-
sator. Es werden seine Herstellung und An-
wendung beschrieben und ausführlich auf seine
wissenschaftlich-technischen Grundlagen und
seine elektrische Ventilwirkung eingegangen.
Im Abschnitt VI sind alle wichtigen und grund-
legenden Patente über Elektrolyt-Kondensa-
toren zusammengestellt, soweit sie bis 1945 zu-
gänglich waren. Darüber hinaus sind auch noch
die wichtigsten amerikanischen Patente berück-
sichtigt worden, die für die Entwicklung des
Elektrolyt-Kondensators von besonderer Be-
deutung sind. Güntherschulze ist seit mehr als
45 Jahren forschend auf dem Gebiet der Elek-
trolyt-Kondensatoren tätig und auch A. Betz
kann auf eine langjährige Tätigkeit auf diesem
Gebiet zurückblicken, so daß das Buch alle auf-
tauchenden Fragen auf dem Gebiet der Elektro-
lyt-Kondensatoren eingehend beantwortet.

Prof. Dr.-Ing. P. Böning: Das Messen hoher
elektrischer Spannungen, 141 Seiten, 100 Abb.,
Gzln., Preis DM 18,60. Verlag G. Braun,
Karlsruhe, 1953.

Das Messen hoher und höchster elektrischer
Spannungen wurde bisher in fast allen Werken
der Meßtechnik nur gestreift. Es war daher
eine sehr dankenswerte Aufgabe, der sich der
Verfasser unterzog, einmal ausführlich über
die Verfahren und Geräte zu berichten. Beson-
ders hervorzuheben sind die genauen Zahlen-
angaben, die ohne weiteres als Unterlage für
den Selbstbau dienen können, da es sehr häufig
darauf ankommen wird, sich die Anlagen
selbst zu errichten. Das Werk erschien in der
Reihe „Bücher der Meßtechnik“, herausgegeben
von Prof. Dr.-Ing. Moeller, und wird sicher
überall dort gern zu Rate gezogen werden, wo
es darauf ankommt, hohe Spannungen für die
Forschung zu benutzen.



DER TONTRÄGER FÜR MAGNETISCHE SCHALLAUFEICHNUNG

*

Wir liefern:

GENOTON TYPE Z

Das Magnettonband für niedrige
Bandgeschwindigkeiten 19 und
9,5 cm/sec

GENOTON TYPE EN

Das Magnettonband für hohe Band-
geschwindigkeiten 76 und 38 cm/sec

GENOTON- HILFSMATERIAL

erleichtert das Arbeiten mit unserem
GENOTON-BAND


*

Wir übersenden Ihnen auf Anforderung
gern unser einschläg. Prospekt-Material



ANORGANA G.M.B.H.
GENDORF · OBERBAYERN

Bitte, besuchen Sie uns auf der Großen Deutschen
Rundfunk-, Phono- und Fernseh-Ausstellung
Düsseldorf in der Halle N 2, Stand 115



TUCHEL KONTAKT

KONTAKTE
f. ÜBERTRAGUNGS- & MESSTECHNIK
TELECOMMUNICATION

TUCHEL KONTAKT HEILBRONN/N · TEL. 2389

BIRCHMAYER

Komplette Ducati-Gegensprech-Anlage

Eine Hauptsprechstelle mit sechs Nebenstellen, einem Verstärker komplett mit Röhren und Verteiler, geeignet für den Einbau in einem größeren Bürobetrieb

Lorenz-Stahltongerät (Diktiermaschine)

In Truhenausführung, Laufzeit der Drahtspule 30 Minuten, sehr gute Sprachverständlichkeit (Frequenzumfang bis etwa 4000 Hz), Vollnetzanschluß, 2 Steuerstellen, geeignet auch für Aufnahme von Telefongesprächen

günstig zu verkaufen

Anfragen erbeten unter P. S. 4545

Fachingenieur der Hochfrequenztechnik

der die selbständige Leitung der Fabrikation von **Schwingquarzen** übernehmen kann, wird gebeten, sich unter **P. R. 4544** vorzustellen.

Ihr Fachblatt – Ihr Mittler!

Benötigen Sie Fachkräfte, suchen Sie Vertretungen, wollen Sie Ihr Unternehmen durch Aufnahme kapitalkräftiger Teilhaber erweitern, dann Inserieren Sie in

FUNK UND TON